L. CHRÉTIEN

ÉDITION COMPLÈTE

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

I. Les Bases de la Radioélectricité
II. Théorie de la Radioélectricité
III. Pratique de la Radioélectricité

Nouvelle Édition complète comportant tous les nouveaux textes

ÉDITIONS CHIRON - PARIS

Division de l'ouvrage :

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

TOME I. - BASES DE LA RADIOÉLECTRICITÉ.
Électricité et courant électrique.
Magnétisme et électromagnétisme.
Les courants alternatifs.
Acoustique, électroacoustique.

TOME II. - THÉORIE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ.
Rayonnement et circuits.
Les tubes à plusieurs électrodes.

TOME III. - PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ.
Mesures.
Technologie des éléments de construction des récepteurs.
Les circuits.

LUCIEN CHRÉTIEN
Ingénieur E.S.E.

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

TOME I

LES BASES DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

Nouvelle édition entièrement revue et complétée

ÉDITIONS CHIRON
40, Rue de Seine - PARIS (VIe)

AVERTISSEMENT DU TOME I

Nous nous sommes efforcé de faire du présent volume une véritable *Introduction à l'étude de la Radioélectricité.* Nous avons groupé, sous une forme aussi concise, aussi claire, aussi élémentaire que possible, la somme des connaissances nécessaires aux élèves pour aborder avec fruit les problèmes plus spéciaux de la *Radioélectricité Théorique* (Tome II) que suivront, ensuite, les études de *Radioélectricité Pratique* (Tome III).

Il est à peine besoin de souligner combien ces connaissances s'étendent dans des domaines multiples et différents.

Avant d'être radioélectricien, il faut être électricien tout court. Aux chapitres importants et nombreux sur l'électricité, il faut ajouter des solides notions d'acoustique et d'électro-acoustique.

Nous avons abordé l'étude de l'Électricité par un chemin qu'ignorent souvent les manuels : *l'électronique.*

La plupart des ouvrages étudient l'électricité théorique d'une étonnante manière. Les élèves ignorent la nature de l'électricité. On en est presque resté à la notion des anciens, voyant dans le tonnerre une manifestation de la colère des Dieux. On ne sait pas trop s'il s'agit d'une entité théorique, d'un fluide hypothétique ou mystérieux. Le *fait électrique* est traduit par un *fait mathématique.* Avec cette méthode on perd immédiatement le contact avec la réalité physique. On raisonne dans un monde imaginaire et les élèves ignorent absolument la correspondance entre ce qu'ils apprennent et les faits de la réalité tangible. Il leur semble qu'il y a plusieurs sortes d'électricité : *l'électricité statique, l'électricité dynamique* et, enfin, *les électrons* qu'ils voient brusquement apparaître quand il s'agit d'étudier les propriétés des lampes à plusieurs électrodes. Quels sont ces nouveaux arrivants ? D'où viennent-ils ? Quel est leur rôle dans l'électricité « ordinaire » ? Ils voient une contradiction incompréhensible dans le fait que l'électricité des électrons se déplace dans le sens opposé au sens normal.

Un esprit averti se doute bien que la loi d'Ohm n'est pas un effet du hasard. On se doute bien que des correspondances physiques certaines doivent exister entre les différents facteurs que l'expérience met

en évidence : la tension, l'intensité, les dimensions, la nature et la température du conducteur...

Et pourtant les manuels présentent la loi d'Ohm comme un résultat empiriquement établi.

De même, on voit mal ce que vient faire, dans la loi de Faraday, le chiffre fatidique de 96 500 coulombs... Pourquoi ce nombre précis, valable pour toutes les solutions électrolytiques?

Est-ce encore un dogme qu'il faut accepter sans discussion? Et nous pourrions en citer ainsi des dizaines d'autres. Non. Il n'y a point de dogmes. Il faut simplement mettre en lumière les résultats les plus récents de la micro-physique. En commençant par le commencement, c'est-à-dire par *l'électron*, tout devient harmonieux et logique, les phénomènes les plus éloignés en apparence se rejoignent comme par miracle. Sans faire d'hypothèse supplémentaire, la loi d'Ohm et celle de Faraday deviennent des nécessités physiques qui se *démontrent* exactement comme un théorème d'algèbre ou de géométrie.

Cette méthode d'enseignement, par sa rigueur logique, par sa correspondance immédiate avec la réalité expérimentale, permet de développer efficacement dans l'esprit des élèves un véritable *sens électrique* qui sera sans prix, quand plus tard ils seront dans l'obligation de raisonner non pas devant un tableau noir, mais devant un récepteur qu'il s'agit de dépanner, de régler ou de mettre au point.

Les développements mathématiques ont été réduits au minimum dans les chapitres de l'ouvrage. Mais, pour les élèves qui ne veulent point accepter des résultats non démontrés, nous avons, en fin de chaque chapitre, réuni des notes dont la compréhension nécessite une culture mathématique plus développée. Ces mêmes appendices comportent également, soit des précisions, soit des détails complémentaires.

Les problèmes principaux du courant alternatif ont été étudiés en utilisant la méthode vectorielle. Toutefois, comme il s'agit plutôt d'un instrument de calcul ou de vérification, nous avons tenu à présenter, en appendice, la même démonstration par le calcul trigonométrique.

Le radioélectricien idéal doit être doublé aujourd'hui d'un véritable acousticien. Cela suppose qu'il connaît tout au moins les lois élémentaires de la physique des sons et même le mécanisme de l'audition. Certaines particularités de récepteurs ne peuvent être comprises sans le secours d'un peu d'acoustique physiologique...

C'est pourquoi nous avons écrit un chapitre sur les propriétés un peu paradoxales du sens de l'ouïe.

Ce même radioélectricien doit avoir aussi des notions d'acoustique

musicale, sinon comment pourrait-il interpréter les caractéristiques d'un récepteur ou d'un microphone ?

Nulle part, nous n'avons cherché à simplifier délibérément ou à cacher la difficulté. Par exemple, nous avons montré que la notion d'électron simplifiait miraculeusement certaines questions, mais que cette notion n'était pas sans soulever certains problèmes sérieux. Toutefois, ces prolongements modernes de la théorie ont simplement été cités brièvement en appendice.

A aucun moment nous n'avons perdu de vue le but *pratique* que nous poursuivons. Chaque fois qu'un résultat quelconque se traduisait par un résultat *pratiquement* applicable, nous nous sommes empressé de le souligner.

Même en laissant de côté les développements plus délicats qu'on trouve dans les appendices, nous souhaiterions que tous les « spécialistes » de la radio possédassent solidement les notions générales développées dans cet ouvrage. Nous sommes convaincu qu'ils pourraient alors aborder sans crainte les plus délicats problèmes de la radioélectricité.

Je ne puis terminer la rédaction de cet avertissement sans exprimer ma reconnaissance à M. E. Poirot, directeur de l'École Centrale de T. S. F., à M. Degoix et, en général, à tous les professeurs de l'École pour les indications précieuses qu'ils m'ont fournies et pour la collaboration efficace qu'ils ont apportée à cet ouvrage.

LUCIEN CHRÉTIEN.

Tous droits de traduction et de reproduction réservés y compris les microfilms même avec indication de source.
COPYRIGHT BY E. CHIRON, 1942. et 1959 pour la nouvelle édition
© Editions Chiron, Paris, 1942 et 1960

THÉORIE ET PRATIQUE
DE LA
RADIOÉLECTRICITÉ

PREMIÈRE PARTIE

ÉLECTRICITÉ ET COURANT ÉLECTRIQUE

CHAPITRE PREMIER

Manifestations et Origine de l'Électricité.

1. — Manifestations du courant électrique. — Si nous plongeons un morceau de zinc *chimiquement pur* dans un récipient contenant de l'eau acidulée nous n'observerons, tout d'abord, aucun phénomène particulier. A côté du morceau de zinc nous pouvons aussi plonger un crayon de charbon ou de cuivre rouge (fig. 1).

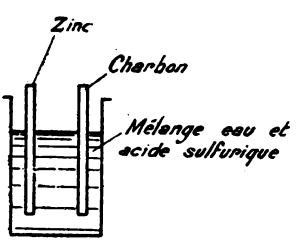


Fig. 1.

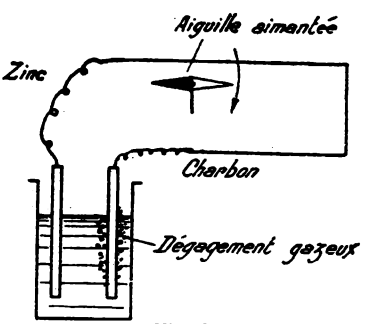


Fig. 2.

Relions maintenant (fig. 2), par un conducteur métallique extérieur, les crayons de zinc et de charbon. Des phénomènes faciles à observer prennent instantanément naissance. Tout d'abord, un bouillonnement gazeux intense se manifeste *sur l'électrode de charbon*. Nous observons aussi que le zinc, attaqué par l'acide, semble se dissoudre.

Dès que nous interrompons cette liaison extérieure, la réaction chimique cesse de se manifester.

Pendant que le zinc est attaqué, nous notons que le fil de cuivre qui sert de circuit extérieur est, lui aussi, le siège de phénomènes aisément observables.

1) *Il s'échauffe.*

2) *Une aiguille aimantée, préalablement placée parallèlement au conducteur, tend à se mettre en croix avec lui,* dès que le circuit extérieur est fermé. Cette observation indique la présence d'un *champ magnétique.*

L'échauffement du conducteur, aussi bien que la manifestation du champ magnétique, montrent que le fil est le siège d'un phénomène particulier qu'on nomme précisément *le courant électrique.*

Il est nécessaire de noter dès maintenant que, dans toutes les circonstances, le courant électrique est *toujours accompagné d'un champ magnétique.*

2. — Anciennes idées sur l'électricité. — La nature vraie de l'électricité est connue depuis relativement peu de temps. On admettait encore il y a une trentaine d'années que ses manifestations étaient dues à des *fluides.* On ne s'étendait pas sur la définition de ce terme. Ces *fluides* étaient « quelque chose » qui n'était ni un gaz, ni un liquide, ni un solide. C'étaient des agents impondérables, puisqu'en apparence, le poids d'un fil de cuivre est le même, qu'il soit ou non parcouru par le courant électrique. Il y avait le *fluide positif* et le *fluide négatif.*

Il fallait encore distinguer le « fluide au repos » *(électrostatique)* du « fluide en mouvement » *(électrodynamique).*

Dans l'expérience décrite, le récipient contenant l'eau acidulée, avec les deux crayons de zinc et de charbon, constituaient un générateur de courant électrique, ou *pile électrique* [1].

Le crayon de charbon était le *pôle positif,* le crayon de zinc le *pôle négatif.* Cela était d'ailleurs purement conventionnel [2]. C'est encore une convention qui avait fait admettre que, dans le circuit extérieur, le courant électrique circulait du *pôle positif vers le pôle négatif.* Nous verrons plus loin quel démenti les faits devaient, par la suite, donner à cette convention.

1. Le terme « pile » électrique vient du fait que le premier générateur électrochimique, imaginé par *Volta* (1800), était constitué par une pile alternée de rondelles de cuivre et de zinc séparées par des rondelles de feutre ou de drap imbibées d'eau acidulée.

2. Voir plus loin, paragraphe : 6.

On savait exprimer les lois qui régissent les phénomènes électriques. On savait en mesurer les manifestations avec une grande précision, mais on ignorait leur nature intime.

Le jugement sommaire, si répandu, affirmant qu'on ignore la nature de l'électricité date de cette époque. Or, nous allons montrer dans les paragraphes suivants *qu'on sait très exactement ce qu'est l'électricité* et qu'il n'y a plus aucun mystère dans ses manifestations usuelles.

Par exemple, on connaît beaucoup mieux la nature de l'électricité que celle de la lumière. On sait, d'une manière certaine, ce qui se passe dans le fil de cuivre de l'expérience citée plus haut. Par contre, on ne sait que d'une manière très incomplète quelle est la nature physique d'un rayon lumineux.

Si les théories récentes permettent d'en expliquer les propriétés, en faisant appel à des abstractions mathématiques extraordinairement compliquées [1], notre imagination est absolument incapable d'en construire un modèle physique satisfaisant.

Pour comprendre la nature de l'électricité, il nous faut faire appel à quelques notions simples sur la constitution de la matière.

3. — Molécules et atomes. — On doit considérer les notions que nous allons exposer maintenant, non pas comme des hypothèses pouvant être complètement infirmées, un jour, par de nouvelles expériences, mais comme des faits démontrés et universellement admis par tous les physiciens. Comme toutes les autres, cette théorie est susceptible d'être modifiée ou, si l'on préfère, perfectionnée. Mais elle a été vérifiée par des expériences si nombreuses qu'on peut l'admettre comme amplement démontrée. L'image qu'elle donne des faits est certainement conforme à la réalité. Au demeurant, elle permet, comme nous le verrons par la suite, d'expliquer très facilement le fonctionnement des tubes de T. S. F., des redresseurs, des cellules photoélectriques, des tubes à rayons cathodiques, des tubes à rayons X, etc... etc...

Un corps simple quelconque : cuivre, oxygène, mercure, aluminium est constitué par des *molécules* dont chacune est une association d'éléments identiques ou *atomes*. Ainsi la molécule de l'hydrogène est constituée par deux atomes d'hydrogène, celle de l'oxygène, par quatre atomes d'oxygène.

S'il s'agissait d'un corps composé, la molécule serait un assemblage d'atomes des corps composants. Ainsi, par exemple, la molécule du

1. Mécanique ondulatoire, théorie des quanta, etc...

Chlorure de sodium (sel marin) comporte des atomes de *chlore* et de *sodium*.

On peut imaginer qu'un atome est l'image d'un système solaire à une échelle extraordinairement réduite. Il y a, au centre, un *noyau* autour duquel gravite un essaim d'*électrons*.

L'atome le plus simple est celui de l'hydrogène qui comporte un *noyau* ou *proton* avec un seul électron satellite (fig. 3). Le noyau est relativement lourd [1].

L'*électron* [2] est un véritable grain d'électricité négative. *C'est la plus petite charge d'électricité qu'on puisse obtenir* [3]. On sait mesurer sa masse, sa charge, sa vitesse. Nous verrons par la suite qu'il est facile de l'obtenir seul, absolument séparé de la matière.

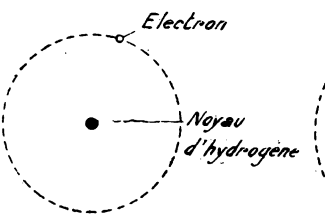


Fig. 3.

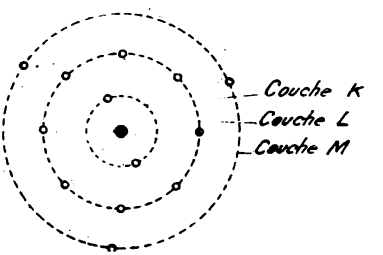


Fig. 4

Or, l'atome est électriquement neutre, parce que la charge électrique positive du noyau est égale, en valeur absolue, à la charge négative représentée par tous les électrons.

Un atome plus compliqué, celui de l'aluminium par exemple (fig. 4), comportera toujours un seul noyau central. Par contre, il possédera treize électrons planétaires.

Les électrons planétaires ne sont pas répartis au hasard. Ils sont disposés sur un certain nombre de *couches* qu'on désigne par les lettres K, L, M, N, O et P. Ces couches comportent un nombre déterminé d'électrons.

Ainsi, la couche K comporte, au plus, 2 électrons.

—	L	—	8	—
—	M	—	18	—
—	N	—	32	—

1. Exactement 1.847 fois plus lourd que l'électron.
2. Voir note en appendice, page : *Constitution de la matière.*
3. La charge de l'électron est de $-1{,}59 \times 10^{-19}$ Coulomb ou de $4{,}77 \times 10^{-10}$ unité électrostatique c. g. s. (ou Franklin); sa masse est de 9×10^{-28} grammes.

Chacune de ces couches n'est *complète* que si elle comporte le nombre voulu d'électrons.

On peut remarquer que les couches externes tendent à compléter leurs collections d'électrons si elles sont voisines du nombre limite; ou, au contraire, à perdre des électrons si elles sont loin de cette limite.

Ainsi, la couche M de l'aluminium ne comporte que trois électrons. Son nombre limite est dix-huit. Aussi l'aluminium perd-il facilement les électrons de la couche externe.

Chimiquement, cela se traduira par le fait que l'aluminium peut entrer dans de nombreuses combinaisons et produire facilement de nombreuses réactions. Électriquement, cela se traduira par le fait qu'il est un *bon conducteur*.

Par contre, le néon comporte seulement une couche K et une couche L, complète avec ses huit électrons. Le néon est mauvais conducteur de l'électricité et c'est un gaz *inerte*, c'est-à-dire qui n'entre dans aucune combinaison chimique

Enfin, l'atome naturel [1] le plus complexe, qui est celui de l'uranium, comporte toujours un unique noyau et 92 électrons planétaires.

Les conceptions précédentes montrent que, dans un morceau de cuivre, la matière, représentée par le noyau et les électrons, occupe une place extraordinairement réduite; la densité du noyau étant énorme.

Contrairement à l'opinion des anciens qui prétendaient que *la nature a horreur du vide*, on voit, qu'au contraire, la matière est surtout constituée par du vide. On l'admettra encore plus quand nous aurons signalé que les atomes ne se touchent pas. Ils sont très éloignés dans un gaz (leur écartement dépend, d'ailleurs, de la pression), plus proches dans un corps solide ou dans un liquide [2].

Les électrons sont mobiles et tournent autour du noyau.

On ne commence à connaître la nature du noyau que depuis très peu de temps Les moyens les plus puissants des laboratoires modernes sont restés longtemps sans action sur lui. Si l'on songe que la modification d'un noyau signifie une transmutation d'un corps en un autre, on comprend que ce problème d'un intérêt primordial rejoint les vues des vieux alchimistes.

Si l'on pouvait examiner un fragment de cuivre ou d'aluminium on verrait que beaucoup d'atomes ont perdu des électrons libres. Ceux-ci

1. Nous disons *naturel* parce que les physiciens modernes ont su créer des atomes plus compliqués, mais d'une existence très éphémère.
2. Voir appendice déjà cité.

circulent entre les atomes, sautent, sans cause apparente, d'une orbite sur une autre. La vitesse de déplacement est énorme et dépend très peu des conditions extérieures (température, pression, etc...). Elle peut atteindre 1 000 kilomètres à la seconde... c'est-à-dire 1 000 fois plus que la balle d'un fusil Lebel au départ...

Ces déplacements spontanés ont lieu dans tous les sens, avec le plus parfait désordre. Un électron vagabond ne s'arrête pas, en général, à l'atome voisin. Il peut sauter plusieurs centaines d'atomes avant d'être capté de nouveau. La longueur de sa trajectoire dépend, d'ailleurs, de la température, ainsi que nous le verrons plus loin.

4. — Le courant électrique. — Imaginons, maintenant, la section d'un fil de cuivre (fig. 5). En vertu de ce que nous venons d'exposer, il est certain que des électrons vagabonds vont traverser cette section, dans un sens et dans l'autre. On comprendra sans peine que, pendant

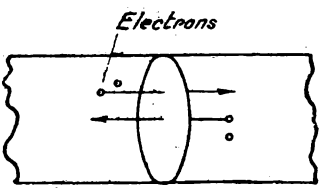


Fig. 5.

un temps donné, *il y aura autant de passages dans un sens que dans l'autre.* Le hasard règne ici en maître et comme il s'agit d'un nombre de passages considérable il n'y a aucune raison pour que la balance penche plutôt d'un côté que de l'autre...

Intercalons, maintenant, la section de la figure 5 dans un circuit électrique. Il suffira, pour cela, que nous branchions le conducteur entre le crayon de charbon et celui de zinc d'une pile électrique (fig. 2). Un fait nouveau surgit immédiatement. Si l'observation était possible on noterait que, dans un temps donné, *il passe plus d'électrons dans un sens que dans l'autre.* En d'autres termes, en branchant la source d'électricité, *nous avons communiqué aux électrons une vitesse supplémentaire,* dans le sens qui va du pôle négatif vers le pôle positif. Il est d'ailleurs frappant de constater que cette vitesse ajoutée demeure toujours *extrêmement faible* par rapport à la vitesse spontanée. Cette dernière est de 1.000 kilomètres par seconde; alors que, pratiquement, la vitesse que nous pouvons

communiquer aux électrons au moyen d'une source de courant *ne dépasse guère quelques centimètres par seconde.*

5. — Vitesse de l'électricité et vitesse des électrons. — Il faut bien se garder de confondre *vitesse de l'électricité* et *vitesse des électrons.*

Imaginons une file d'automobiles d'une longueur d'un kilomètre, bloquée par un signal rouge. La voie devient libre. La première voiture part à une vitesse de un kilomètre à l'heure; la seconde la suit, puis la troisième. On peut concevoir qu'au bout de 1 minute la dernière voiture (distante de 1 km) soit également partie. La vitesse de chaque voiture est de un kilomètre à l'heure, mais la vitesse de propagation de l'ébranlement est de soixante kilomètres à l'heure, puisqu'il a fallu une minute seulement pour que la dernière voiture, distante de un kilomètre, puisse démarrer.

La comparaison est exactement valable ici. La perturbation provoquée par l'application de la source de courant se transmet d'atome à atome avec la vitesse fantastique de trois cent mille kilomètres à la seconde, mais elle n'a pour résultat qu'un accroissement de vitesse de quelques centimètres par seconde.

6. — Sens de propagation du courant. — On avait admis jadis — par simple convention — que le courant électrique se déplaçait du pôle positif vers le pôle négatif, dans les conducteurs extérieurs. Or d'après ce que nous venons d'apprendre, les électrons se déplacent, en réalité, du pôle négatif vers le pôle positif.

Mais il n'y a là aucune contradiction. En effet, le sens conventionnel était naturellement celui du déplacement *de l'électricité positive.*

Puisque le courant électrique est, en réalité, un déplacement d'électricité négative, il est normal que les éléments qui le constituent se déplacent en sens inverse du sens convenu. C'est pour cette unique raison que les physiciens ont continué d'adopter le même sens positif malgré la découverte de l'électron.

Dans le cours de cet ouvrage, nous serons amené à exposer des conventions un peu analogues. Il est indispensable de bien comprendre que quels que soient les résultats des expériences, il ne peut y avoir de contradiction. Il suffit d'attacher toujours les mêmes mots aux mêmes faits.

7. — Champ électrique et champ magnétique. — L'influence de l'électron ne s'arrête pas à lui-même; il est entouré d'une zone d'action qui, théoriquement, peut agir aussi loin qu'on veut.

Un électron au repos est entouré *d'un champ électrique* qui se manifeste par l'action mutuelle entre électrons. En effet, entre deux électrons se manifeste une force répulsive qui dépend de la distance. De la même façon, deux protons (électricité positive) se repoussent, et un proton attire un électron. Ce sont précisément ces forces qui permettent en partie la stabilité du système constitué par l'atome.

On exprime aussi ces remarques en disant que les électricités de signe contraire s'attirent; alors que les électricités de même signe se repoussent.

Le champ électrique se propage théoriquement à l'infini autour d'un électron; mais comme son intensité diminue proportionnellement au carré de la distance, elle ne tarde pas à devenir négligeable. Le champ électrique se manifeste aussi bien qu'il s'agisse d'électrons au repos ou en mouvement.

Il n'en est pas de même *du champ magnétique*, qui est un autre mode d'influence de l'électron. Il est absolument nécessaire, pour son existence, qu'il y ait un *déplacement* ou, si l'on préfère, des mouvements d'électrons [1].

Ainsi nous nous expliquons l'action du courant électrique sur l'aiguille aimantée (voir fig. 2). Rappelons aussi que nous avons signalé que le courant électrique était toujours accompagné *d'un champ magnétique.*

De même que le champ électrique, le champ magnétique se propage théoriquement à l'infini, autour du conducteur.

APPENDICE DU CHAPITRE I

I. Constitution de la matière.

Les conceptions modernes, vérifiées par des expériences extrêmement nombreuses et précises, nous affirment que *matière, électricité* et *rayonnement* se confondent. Un fragment de matière quelconque est, en définitive, constitué par des corpuscules d'électricité.

Le corpuscule négatif est l'électron dont il sera maintes fois question dans cet ouvrage. On admet couramment aujourd'hui que l'électron *est dénué de dimensions.* Celles-ci seraient, en tous cas, inférieures à 10^{-13} centimètres, d'après *Eddington* et à 10^{-16} d'après *J. Perrin.* Pour des dimensions aussi petites, nos concepts d'espace et de mesure cessent d'avoir une signification précise.

En conséquence, dans le premier tome, nous considérerons simplement l'électron comme une masse ponctuelle, un véritable point mathématique. En réalité la notion d'électron doit être beaucoup plus complexe d'après les théories modernes puisque, suivant le point de vue, on peut être amené à concevoir l'électron comme ayant, soit

1. Il existe aussi un magnétisme propre à l'électron qu'on appelle le *spin;* cet effet peut être dû à une rotation de l'électron autour de son centre. On peut négliger le « spin » de l'électron dans l'étude des phénomènes électriques usuels.
La grandeur du « spin » est de $9{,}2 \times 10^{-21}$ unités électromagnétiques GGS.

le caractère *corpusculaire*, soit le caractère *ondulatoire* (mécanique ondulatoire). Pour ajouter à cette difficulté, le *Principe d'indétermination (relations d'incertitude de Heisenberg)* est tel que, si l'on connaît exactement la vitesse d'un électron, on ignore sa position et inversement. Il est impossible de connaître les deux quantités d'une manière précise.

Si l'électron est dénué de dimensions, il a une masse parfaitement mesurable qui est $m = 9 \times 10^{-28}$ grammes environ. Sa charge électrique est $e = -4{,}77.\ 10^{-10}$ franklin ou $-1{,}59\ 10^{-19}$ coulomb.

Proton. — On a considéré pendant longtemps *le proton* ou noyau de l'atome d'hydrogène comme l'unité naturelle d'électricité positive. La charge du proton est égale, mais de signe contraire, à celle de l'électron. Par contre, sa masse est beaucoup plus grande (1 847 fois, d'après les chiffres les plus probables).

Aujourd'hui on tend à considérer le proton comme la réunion d'un *neutron* et d'un *électron positif* ou *positon*.

Positon. — Le *positon* dont la découverte est relativement récente est, si l'on peut dire, le symétrique de l'électron. Toutefois, à l'inverse de ce dernier, il n'a qu'une existence éphémère. Il est instable et n'apparaît que dans certaines circonstances très spéciales (certaines transmutations provoquées par des rayons cosmiques, par exemple). Il disparaît après un parcours très réduit, en s'évanouissant avec un électron négatif. Lorsqu'un positon et un électron se rencontrent ils se suppriment l'un et l'autre en produisant un rayonnement gamma.

Fait extrêmement curieux, l'existence du positon avait été prévue par *Dirac* en s'appuyant uniquement sur des raisonnements théoriques. Le positon fut découvert expérimentalement en 1932 par M. *Anderson*, puis par *Blackett* et *Occhialini*. La charge électrique du positon est égale, mais de signe contraire, à celle de l'électron.

Neutron. — C'est encore un des corpuscules élémentaires. Il a été découvert récemment par M. Chadwick et par M. et Mme Joliot-Curie. Ce corpuscule a pu longtemps passer inaperçu parce qu'il est électriquement neutre et qu'il ne réagit pas sur les autres corpuscules. En particulier, un neutron peut traverser une épaisseur relativement considérable de matière.

Anti-proton. — Mesons ou proton négatif. — C'est une particule prévue par la théorie mais dont l'existence a été vérifiée en 1955.

L'anti-proton s'anéantit au contact d'un proton.

De nombreux autres corpuscules sont aujourd'hui découverts, dont l'existence est très éphémère et qui ne jouent qu'un rôle peu important en électronique : ce sont les *mesons*.

II. Constitution des atomes. Structure.

On connaît d'une manière à peu près certaine la constitution des atomes. L'image la plus simple est celle d'un système solaire. Les proportions sont les mêmes : en remplaçant le noyau par le Soleil, les orbites électroniques s'étendraient aussi loin que l'orbite de Saturne. Si l'on admet que les électrons et le noyau représentent la matière, on voit donc bien que l'atome tout entier est surtout constitué par du vide.

Ce vide explique pourquoi les atomes ont été longtemps considérés comme invulnérables. Si l'on soumet la matière à un rayonnement ou à des actions électriques, c'est un peu comme si l'on tirait au hasard à travers le système solaire. Il faudrait évidemment tirer un nombre énorme d'obus avant de toucher le soleil ou une des planètes.

Les électrons planétaires sont groupés par couches (couches K, L, M, N) dont chacune comporte un nombre d'électrons bien déterminés. Chacune de ces couches constitue un niveau d'énergie. Une modification d'énergie doit avoir une valeur minimum bien déterminée (quantum) pour avoir une action sur l'atome. Dans ce cas un électron passe *brusquement*, sans transition, d'une couche sur une autre couche.

Les forces qui s'exercent entre les différents éléments de l'atome sont extrêmement complexes. Une particule qui s'approche d'un noyau subit une répulsion de plus en plus grande à mesure que la distance diminue. Par contre, si l'énergie est suffisante pour dépasser une certaine distance (barrière de potentiel) la répulsion se transforme en attraction. Ces phénomènes sont fort complexes et nous ne les citons que pour en donner une idée tout à fait élémentaire.

La structure du noyau atomique est relativement peu connue.

On admet que la moitié environ des électrons de l'atome sont groupés dans le noyau, constituant ainsi les *électrons nucléaires*.

La tendance actuelle est d'admettre l'existence de trois particules élémentaires :

électron négatif ou simplement électron,
électron positif ou positon,
neutron.

Dans ces conditions, le proton serait constitué par la réunion d'un neutron et d'un positon. Cette conception a été proposée par I. Curie et F. Joliot; elle est aussi adoptée par Louis de Broglie.

III. — Nature du courant électrique

D'une manière absolument générale, on dit qu'il y a *courant électrique* entre deux points, quand il y a un déplacement ou un transport de charges électrisées. Les *porteurs de charge* sont presque toujours des électrons négatifs. Ils se déplacent dans ce cas, à l'opposé du sens conventionnel.

Ainsi qu'il sera étudié plus loin, dans l'électrolyse, on est en présence d'ions positifs et d'ions négatifs. Les porteurs de charge se déplacent naturellement en sens contraire mais l'intensité de courant est déterminée par la somme des charges transportées par les porteurs des deux signes pendant l'unité de temps.

On trouvera plus loin un calcul simple qui permet de déterminer la vitesse des porteurs de charge.

CHAPITRE II

Électrostatique.

8. — L'électron au repos. Électrostatique. Loi de Coulomb. — *L'électrostatique,* partie de l'électricité qui étudie l'*électron au repos,* était seule connue des anciens.

Malgré son peu d'importance, il est indispensable d'en connaître les éléments essentiels.

Les anciens (*Thalès de Millet,* cinq siècles avant Jésus-Christ) savaient qu'un morceau d'ambre jaune ou succin acquiert la propriété d'attirer des corps légers après avoir été frotté avec une étoffe sèche de laine ou de soie (en grec, ambre jaune se dit : *elektron*).

Les connaissances sur l'électricité en restèrent là pendant des siècles. Il fallut attendre la fin du XVIe siècle pour que *Gilbert,* Médecin de la Reine Élisabeth d'Angleterre, observât que cette même propriété était très répandue et qu'on pouvait la mettre en évidence avec la résine, le soufre, le verre, etc..... On reconnut que d'autres corps n'étaient pas électrisables, et, en particulier, tous les corps métalliques. Cela permit de classer les éléments en deux catégories : ceux qu'on pouvait électriser ou corps *idio-électriques* et les autres ou corps *anélectriques.*

Grâce à des expériences plus précises, le physicien anglais *Gray* révisa ces vues et arriva à des conclusions tout à fait différentes.

Après avoir frotté un tube de verre, il constata que l'électrisation se communiquait jusqu'à une boule d'ivoire reliée au tube de verre par une corde de chanvre, longue d'une centaine de mètres, isolée par des fils de soie. Il semblait donc que l'électrisation était due à un *fluide extrêmement subtil* (pour employer le style de l'époque), capable de se propager le long de certains *corps conducteurs.* Les autres corps, capables de garder l'électrisation qu'on leur communique, sont des *mauvais conducteurs* ou des *isolants.*

On pouvait donc conclure que tous les corps sont électrisables par le frottement mais que certains d'entre eux, pour manifester les effets des corps électrisés, doivent être *isolés* du sol.

Un corps conducteur, c'est un corps qui ne peut être électrisé en une de ses parties sans l'être sur toute sa surface. Si un corps conducteur

est électrisé ou *chargé* par rapport au sol, il suffit de mettre un seul point du corps en relation avec la terre pour provoquer la disparition immédiate de l'électrisation ou de la *charge*. Les métaux, le charbon sont des corps conducteurs.

Un corps isolant, c'est, au contraire, un corps qu'on peut charger en une partie quelconque de la surface. En frottant l'extrémité d'un porte-plume ou d'un bâton d'ébonite sur une étoffe sèche on électrise cette extrémité. On peut attirer des fragments légers de papier, malgré que l'autre extrémité du porte-plume soit tenue à la main.

Un peu plus tard, le Français *Dufay* établit qu'il existait deux sortes d'électricité : l'*électricité vitrée* qui naît sur le *verre* frotté et l'*électricité résineuse* qui naît sur la *résine*. Franklin proposa de nommer la première *électricité positive* et la seconde *électricité négative*.

Des expériences mirent en évidence les lois suivantes :

a) *Deux corps chargés de la même électricité se repoussent.*

b) *Deux corps chargés d'électricité de nom contraire s'attirent.*

D'une manière plus précise, le Français *Coulomb*, montra, en 1775, que les forces attractives ou répulsives qui s'exercent entre deux corps électrisés varient comme le produit des quantités d'électricité et comme l'inverse du carré de la distance.

Si les *quantités d'électricité* ou *masses électriques* sont Q et Q' (exprimées en unités électrostatiques c. g. s. ou *Franklin*) la distance *d* (exprimée en *centimètres*) et K une constante qui dépend du milieu, la force *f* (exprimée en *dynes* ou unité de force du système C. G. S.) sera :

$$f = K \frac{Q \times Q'}{d^2}.$$

Dans le vide... K = 1.

9. — Explication électronique. — A la lueur des théories exposées plus haut, on comprendra qu'un corps négativement électrisé est un corps qui possède un supplément d'électrons; un corps positivement électrisé c'est un corps auquel on a soustrait des électrons.

Les atomes des corps isolants n'ont pas d'*électrons libres*, comme les corps conducteurs.

Si un atome d'un corps isolant perd ou capture un électron, il ne peut revenir à son état initial sans intervention extérieure puisque aucun électron ne circule entre les atomes,

Lorsqu'on fait apparaître sur un corps quelconque un supplément d'électrons, c'est qu'on a emprunté ces électrons à un autre corps. En d'autres termes, l'apparition d'une charge électrique négative signifie

obligatoirement l'apparition d'une charge égale, mais de sens contraire sur une autre partie du corps; ou même sur un autre corps.

Ainsi, quand nous frottons un morceau de verre avec un chiffon sec, nous l'électrisons positivement, c'est-à-dire que nous faisons apparaître à sa surface une *charge positive.* Par contre on peut montrer qu'une charge négative de même grandeur absolue est apparue sur le chiffon.

L'*électron* est la plus petite charge électrique qu'on puisse obtenir. C'est l'*atome d'électricité* ou l'unité naturelle de *quantité d'électricité.* Il faut retenir que c'est une unité extrêmement faible et que, dans les cas usuels, les charges normales représentent des centaines de milliards d'électrons, et parfois, beaucoup plus encore.

10. — Machines électriques. — C'est un moyen un peu rudimentaire que de frotter un morceau d'ambre ou d'ébonite pour l'électriser. Les physiciens du siècle dernier avaient imaginé des machines qui permettaient d'obtenir ce résultat d'une manière beaucoup plus commode.

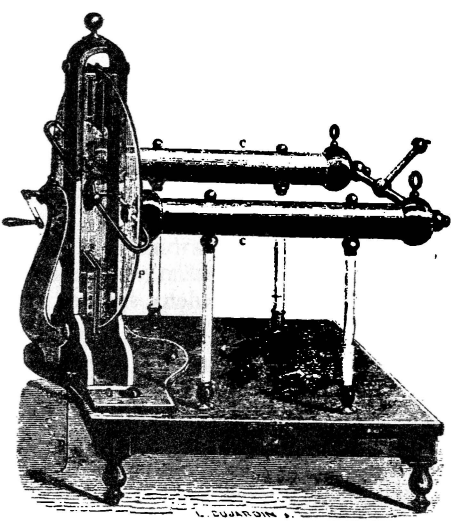


Fig. 6. — Machine de Ramsden.

Ces machines étaient très nombreuses : *Machine de Ramsden,* de *Nairne,* de *Holz,* de *Bertsch,* de *Wimhurst,* etc..., etc...

La plupart partaient du même principe général : un plateau tournant de verre ou d'ébonite est frotté par des tampons quelconques. Un système de pointes ou de brosses est chargé de recueillir l'électricité (fig. 6).

Ces machines ne produisaient que de faibles quantités d'électricité. Par contre la différence de niveau électrique (ou différence de potentiel) était considérable. Une machine électrique, bien établie, peut fournir directement des tensions de *plusieurs centaines de milliers de volts*. Nous étudierons plus loin ce qu'on doit entendre par *tension électrique* et par *volt*, qui est une unité de tension.

11. — Électroscope à feuilles d'or. — Les électroscopes sont des instruments destinés à montrer si un corps est électrisé et de quel signe est sa charge.

Le plus répandu est l'*électroscope à feuilles d'or*. Il est simplement constitué par une petite feuille d'or repliée sur elle-même, suspendue à une tige métallique. Le tout est placé sous une cloche qui repose sur un plateau métallique. On augmente la sensibilité du dispositif en dispo-

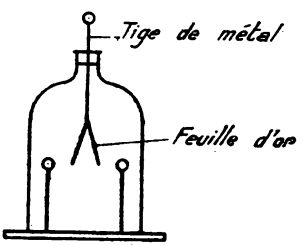


Fig. 7.

Fig. 8.

sant de chaque côté des feuilles d'or, deux sphères, en relation avec le plateau inférieur (fig. 7).

En temps normal, par l'action de la pesanteur, les deux parties de la feuille d'or sont verticales. Si l'on met la tige en relation avec un corps électrisé, on voit les deux parties de la feuille s'écarter l'une de l'autre (cas de la fig. 7). L'angle d'écartement permet une mesure de la charge — mesure, d'ailleurs, tout à fait grossière.

Cet effet s'explique facilement parce que les parties de la feuille qui sont en regard portent des charges de même signe. Elles se repoussent donc mutuellement, d'où l'écartement des deux feuillets.

Il existe des électroscopes modernes beaucoup plus perfectionnés.

12. — Condensateurs. Généralités. Capacité des condensateurs. — Deux corps conducteurs M_1 et M_2 (fig. 8) séparés par un isolant constituent un condensateur. Si on les relie aux deux pôles d'une source

d'électricité (machine électrostatique, batterie de piles, etc...) on *charge* le condensateur. On veut exprimer par là que l'ensemble emmagasine une *certaine quantité d'électricité*, c'est-à-dire qu'un des corps présente une raréfaction et l'autre un enrichissement d'électrons.

Si, après la charge, on relie les deux corps qui constituent les *armatures* du condensateur par un conducteur, on observe le passage d'un *courant de décharge.*

La *capacité* du condensateur est d'autant plus grande que la *quantité d'électricité* correspondant à la charge est plus importante *pour une même tension de charge.* Il est facile de montrer que la capacité augmente quand :

a) les surfaces en regard augmentent,

b) l'écartement entre les deux corps diminue.

Cette capacité dépend aussi de la nature de l'isolant ou diélectrique qui sépare les deux corps.

Si S est la surface des armatures en regard (en cm^2), e l'épaisseur de l'isolant (en cm.), la capacité du condensateur est mesurée (en cm) par :

$$C = \frac{KS}{4\pi e},$$

$$\text{centimètres (unité électrostatique de capacité)} = \frac{K \times \text{centimètres carrés}}{4\pi \text{ centimètres}}$$

La surface S est la surface traversée par le champ électrique. S'il y a 2 armatures de 10 cm^2, on a : $S = 10\ cm^2$. S'il y a 3 armatures (2 d'un côté et un entre les deux précédentes, il faut multiplier la surface d'une armature par 2.

Dans le cas de la fig. 9 il faudrait multiplier la surface en regard par 6 (il y a 6 feuilles de mica traversées par le champ).

K est un coefficient (le même que dans la loi de Coulomb) appelé *pouvoir inducteur spécifique* ou *constante diélectrique* qui dépend de la nature du diélectrique. Il est égal à 1 dans le vide et a, très approximativement, la même valeur dans les gaz.

Voici sa valeur pour quelques corps :

Caoutchouc	2,12 à 2,34
Crown (verre dur)	2,69 à 2,94
Cristal	5,8 à 7,6
Ébonite	2,0 à 2,8
Mica	5,7 à 8
Paraffine	1,98 à 2.32
Alcool éthylique	24 à 27
Eau	78 à 80
Pétrole	2,02 à 2,19

Le centimètre est l'*unité électrostatique de capacité.* — Le *Farad* est une autre unité qui vaut 9×10^{11} cm.

13. — Réalisation des condensateurs. — Les remarques précédentes permettent de réaliser des condensateurs ayant le maximum d'efficacité. Ils seront constitués par des armatures de grande surface séparées par une mince feuille de diélectrique.

Une réalisation industrielle pratique est la suivante : deux feuilles de papier d'étain ou d'aluminium séparées par une feuille de papier isolant spécial sont enroulées en un bloc compact et très serré. On peut ainsi obtenir sous un volume réduit des « capacités » considérables.

On peut aussi constituer les armatures en déposant par électrolyse du cuivre ou de l'argent sur de minces lames de mica.

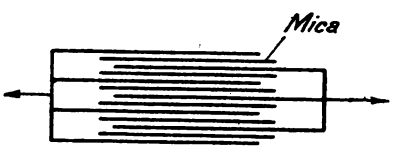


Fig. 9.

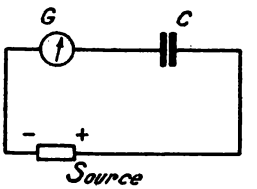


Fig. 10.

Enfin, dans les condensateurs à air, le diélectrique est l'air et les armatures constituées par des ensembles de lames d'aluminium ou de cuivre.

14. — Propriétés des condensateurs. — Relions les armatures d'un condensateur à une source de courant — qui est un dispositif capable d'enrichir en électrons un conducteur ou *pôle* au détriment d'un autre conducteur constituant le second pôle. Dans le circuit nous intercalons un galvanomètre (instrument capable de déceler le passage des électrons) ou, si l'on préfère, du *courant électrique.*

Au moment de la fermeture du circuit, nous remarquons le passage d'un *courant de charge.* L'intensité relativement grande au début, décroît rapidement et le courant cesse au bout d'une fraction de seconde. On dit alors que le condensateur est chargé.

Remarquons de suite combien l'explication d'un phénomène aussi simple pouvait soulever de difficultés avec l'ancienne théorie des *fluides.* Il était, en effet, nécessaire d'admettre que, *dans cette circonstance spéciale, un courant pouvait traverser un isolant.* En effet, le galvanomètre accusait ce passage d'une incontestable manière.

On soupçonnait d'ailleurs l'influence des diélectriques en admettant que ce courant était un courant d'une nature spéciale, dit *courant de déplacement.*

Le rôle de l'isolant peut être mis en évidence de la manière suivante :

On constitue un condensateur à l'aide de deux plateaux métalliques séparés par une plaque diélectrique. On charge le condensateur puis on enlève les deux plateaux. *Ceux-ci n'emportent aucune trace d'électricité.* Après les avoir mis en contact on peut les replacer sur le diélectrique et le condensateur ainsi reconstitué *a sensiblement gardé la même charge* [1].

Avec la théorie électronique l'explication du phénomène est évidente.

Un condensateur est chargé lorsque la tension entre les électrodes ou armatures est égale à celle de la source. On ne peut augmenter la charge qu'en augmentant la tension.

La résistance opposée par le diélectrique au passage du courant est, si l'on peut risquer cette expression, *de nature élastique.* C'est-à-dire qu'elle augmente, à mesure que la tension augmente elle-même.

Pour le passage d'un courant électrique, un condensateur oppose un obstacle analogue à celui d'une membrane élastique pour un courant d'eau. En matière d'électricité, il faut toujours se méfier des analogies hydrauliques qui risquent de faire naître des idées fausses. Toutefois, la comparaison à laquelle nous allons faire appel donne une image parfaitement exacte des phénomènes.

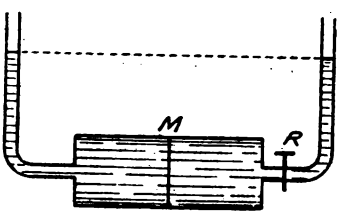


Fig. 11.

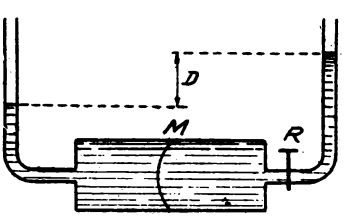


Fig. 12.

15. — Analogie hydraulique. — Imaginons un corps de pompe (fig. 11) communiquant avec deux tubulures verticales, et séparé en deux parties par une membrane élastique de caoutchouc.

S'il n'y a aucune différence de niveau entre les deux tubulures la membrane conserve la position plane (fig. 11). Le système est au repos : il n'est pas chargé.

Versons de l'eau dans une des tubulures, de telle sorte qu'il se produise une différence de niveau (fig. 12), et ouvrons le robinet. On imagine facilement ce qui va se passer.

1. Voir Appendice, Localisation de l'énergie dans les condensateurs.

Il y aura aussi variation du niveau dans l'autre tubulure, parce que la membrane se gonflera. Le gonflement sera d'autant plus accusé que la quantité d'eau versée à gauche sera plus importante, mais de toute façon, un état d'équilibre sera toujours atteint. La membrane M oppose à la circulation du fluide — qui est l'eau — *une résistance de nature élastique.*

Remarquons qu'on peut pousser très loin cette analogie. La circulation, c'est-à-dire le courant de charge, dépend de *l'épaisseur* de la membrane ainsi que de sa surface. Elle dépend aussi de sa nature; ainsi une membrane de baudruche se gonflera beaucoup et, avec une feuille d'acier, le gonflement sera imperceptible.

Si nous exagérons la différence de niveau, nous risquons de provoquer l'éclatement de la membrane.

Enfin, si celle-ci n'est pas parfaitement étanche, nous observerons le phénomène de la charge, mais l'appareil se déchargera de lui-même, au bout d'un temps plus ou moins long, suivant l'importance de la fuite.

On retrouve très exactement ces particularités, dans l'étude des condensateurs.

16. — Charge et décharge des condensateurs. Énergie correspondante. — Lorsqu'on met en relation un condensateur avec une source électrique, et quand la résistance en circuit est nulle, la charge est pratiquement instantanée. La tension aux bornes du condensateur est alors égale à celle de la source.

La quantité d'électricité emmagasinée qui s'exprime en coulombs est donnée par :

$$Q = CV$$

C = capacité en Farads

V = tension de charge en Volts.

Lorsqu'un condensateur est chargé il représente une certaine quantité d'électricité disponible sous la forme *potentielle.* Cette énergie qui apparaîtra lors de la décharge a évidemment la même valeur que celle qu'il nous a fallu fournir pour charger le condensateur. Comment exprimer sa grandeur[1] ?

Quand une certaine quantité d'électricité Q (coulombs) passe de V_1 à V_2 volts, le travail accompli (ou dépensé, suivant le sens de $V_1 - V_2$) est

$$W \text{ joules} = (V_1 - V_2)\, Q$$

1. Voir Appendice, page 28.

ou si V est la différence de potentiel :

$$W = QV.$$

Dans le cas d'un condensateur la tension diminue progressivement au cours de la décharge. Elle était de V au début et elle sera de 0 quand le condensateur sera déchargé. On peut admettre que la valeur moyenne est $\frac{V}{2}$, on a donc :

$$W = \frac{QV}{2}.$$

Mais $Q = CV$ d'où : $W = \frac{1}{2} CV^2$

exprimé en joules quand C est mesuré en farads et V en volts [1].

S'il y a une résistance [2] dans le circuit, la charge complète demande un certain temps. La durée dépend essentiellement de la valeur de la résistance.

Théoriquement, on peut montrer (charge exponentielle) que l'état d'équilibre, c'est-à-dire la charge complète, n'est atteint qu'au bout d'un temps infini. Pratiquement, on admettra que la charge est terminée quand la tension entre les bornes du condensateur est, par exemple, les 999/1 000 de celle de la source. On peut alors calculer la durée de charge qui dépend essentiellement de la résistance en circuit.

Le produit $C \times R$ est appelé : *constante de temps* [3] : il s'exprime en secondes.

Dans le système de la figure 12, l'équilibre pourra n'être atteint qu'au bout d'un temps très long si nous ouvrons à peine le robinet R.

Lorsque le condensateur est chargé, la circulation électronique a cessé. Si nous coupons la connexion avec la source, la tension entre les bornes du condensateur est égale à celle de la source.

En reliant les deux armatures par un conducteur, on observe un *courant de décharge.* Cette décharge est pratiquement instantanée, si le circuit extérieur est sans résistance [3].

En poursuivant notre analogie, il est possible de décharger notre condensateur hydraulique en ouvrant le robinet R_1 (fig. 13).

On observe fréquemment le phénomène suivant :

On décharge le condensateur et l'on peut mettre en évidence le courant correspondant. Après avoir ouvert le circuit et laissé le condensateur au repos pendant quelques minutes il est possible d'obtenir une seconde

1. Voir démonstration rigoureuse en appendice, page 28.
2. C'est-à-dire un élément qui s'oppose au libre passage des électrons
3. Voir Appendice page 29 et aussi Appendice du chapitre X. Note V.

décharge, moins intense que la première, mais cependant facile à mettre en évidence.

On dit alors qu'il s'agit *d'une charge résiduelle.* En opérant avec des

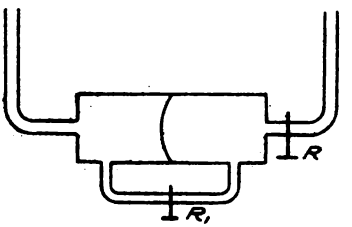


Fig. 13.

appareils assez sensibles, on peut observer plusieurs décharges résiduelles successives.

17. — Association des condensateurs. — 1° *Groupement en parallèle.* On dit que des condensateurs sont groupés en parallèle lorsqu'ils sont associés comme sur la figure 14 (en haut).

Si nous chargeons cet ensemble sous une tension quelconque, il est évident que la quantité d'électricité (nombre d'électrons) empruntée à la source sera égale à la somme des quantités d'électricité empruntées par chacun des condensateurs C_1, C_2 et C_3.

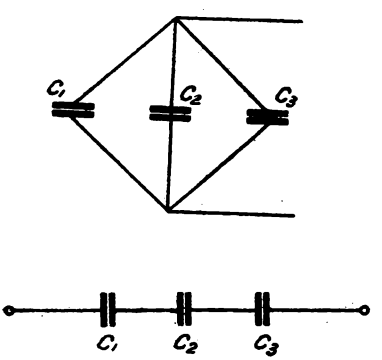


Fig. 14-15.

Si la tension de la source est V, nous écrirons cette remarque sous la forme suivante :

$$Q = C_1 V + C_2 V + C_3 V$$

ou $$Q = V (C_1 + C_2 + C_3).$$

Tout se passe donc exactement comme si nous étions en présence d'un unique condensateur de capacité :

$$C_1 + C_2 + C_3$$

ce qu'on peut traduire par la règle suivante :

La capacité d'un ensemble de condensateurs branchés en parallèle est égale à la somme des capacités des condensateurs élémentaires.

2° *Groupement en série.* Le groupement en série est représenté figure 15.

Il est évident que si l'on charge l'ensemble sous une tension V, les tensions V_1 V_2 V_3 aux bornes de C_1, C_2, C_3 seront telles que :

$$V = V_1 + V_2 + V_3. \qquad (1)$$

D'autre part, la charge de chacun des condensateurs représente *la somme des électrons* qui ont été déplacés dans le circuit.

Elle est donc évidemment égale pour les trois et l'on a :

$$C_1 \times V_1 = Q$$
$$C_2 \times V_2 = Q$$
$$C_3 \times V_3 = Q.$$

Si l'on divise chacune des expressions par C_1, C_2, C_3 on obtient :

$$V_1 = \frac{Q}{C_1}$$
$$V_2 = \frac{Q}{C_2}$$
$$V_3 = \frac{Q}{C_3}.$$

Remplaçons maintenant ces valeurs dans la somme (1)

$$V = \frac{Q}{C_1} + \frac{Q}{C_2} + \frac{Q}{C_3}$$
$$\frac{V}{Q} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}.$$

Nous pouvons imaginer facilement qu'on remplace le groupe des condensateurs C_1, C_2, C_3 par un condensateur unique, de capacité C, dite *capacité équivalente*, parce qu'elle produit le même effet que l'ensemble. On peut alors écrire $Q = CV$ et en remplaçant Q par cette expression dans la ligne précédente :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}.$$

Et l'on peut alors formuler la règle suivante :

Quand des condensateurs sont branchés en série, l'inverse de la capacité équivalente est égal à la somme des inverses des capacités élémentaires :

Dans le cas particulier où il s'agit de capacités égales le calcul se trouve très simplifié. Il est évident d'après la formule que la capacité des deux condensateurs égaux placés en série est égale à la moitié de la capacité de l'un d'eux; s'il y en a trois, la capacité résultante est égale au 1/3 de la capacité de l'un d'eux.

On peut d'ailleurs retrouver facilement ce résultat sans faire appel au raisonnement mathématique. Imaginons trois condensateurs identiques placés en parallèle. Tout se passe comme si l'on était en présence d'un unique condensateur dont les armatures auraient une surface trois fois plus grande, l'épaisseur du diélectrique demeurant constante. La capacité totale est donc égale à la capacité élémentaire multipliée par le nombre de condensateurs.

Si les condensateurs sont connectés en série, on peut considérer que la surface demeure la même mais l'épaisseur du diélectrique se trouve multipliée par le nombre des condensateurs élémentaires. En conséquence, la capacité étant *inversement proportionnelle* à cetteé paisseur, il faut donc diviser la capacité élémentaire par le nombre de condensateurs pour trouver la capacité équivalente.

18. — Note générale pratique. — Il importe de se souvenir que :

Dans le cas du branchement en parallèle : La capacité résultante est plus grande que le plus grand condensateur élémentaire.

Dans le cas du branchement série : La capacité résultante est plus petite que le plus petit condensateur en circuit :

On peut encore en déduire les remarques suivantes, dont l'intérêt pratique doit être souligné.

Si l'on branche en parallèle deux condensateurs dont l'un est beaucoup plus grand que l'autre, la capacité résultante ne diffère pas beaucoup de la capacité du plus grand.

Si le branchement a lieu en série, la capacité ne diffère pas beaucoup de la capacité du plus petit.

Exemple :

Il s'agit d'un condensateur de 50 nanofarads et d'un condensateur de 0,5 nanofarad.

En parallèle, on trouve 50,5 nanofarads (pratiquement égal à 50 nanofarads).

En série, on trouve :

$$\frac{1}{X} = \frac{1}{50} + \frac{1}{0,5} = \frac{1}{50} + \frac{100}{50} = \frac{101}{50}$$

D'où $X = \frac{50}{101} = 0,495$ nanofarad, soit peu différent de 0,5.

19. — Applications pratiques. — Calculer la capacité équivalente à l'ensemble ci-après (fig. 16).

On considère déjà le groupe C_2, C_3, C_4, C_5

qui est équivalent à un condensateur de capacité : $C_2 + C_3 + C_4 + C_5$ ou 2 microfarads.

Considérons maintenant ce condensateur qui est en série avec C_6.

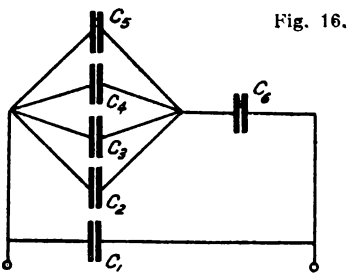


Fig. 16.

La capacité équivalente C′ est donnée par :

$$\frac{1}{C'} = \frac{1}{2} + \frac{1}{C_6}$$

ou $$\frac{1}{2} + \frac{1}{3} = \frac{5}{6}.$$

Donc $C' = \frac{6}{5}$ ou 1,2.

Ce condensateur équivaut à l'ensemble :

C_2, C_3, C_4, C_5 et C_6.

Il est parallèle avec C_1.

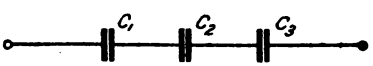


Fig. 17.

$C_1 = 4$ μF $C_1 = 0,5$ μF
$C_2 = 0,5$ μF $C_2 = 0,5$ μF
$C_3 = 0,5$ μF $C_3 = 3$ μF

La capacité équivalente est égale à : $4 + 1,2 = 5,2$ μF.

Trouver la formule donnant la capacité équivalente à un ensemble de trois condensateurs en série (fig. 17).

Soit C′ la capacité équivalente. La règle permet d'écrire :

$$\frac{1}{C'} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3}.$$

Réduisons au même dénominateur : $\frac{1}{C} = \frac{c_2c_3}{c_1c_2c_3} + \frac{c_1c_3}{c_1c_2c_3} + \frac{c_1c_2}{c_1c_2c_3}$

$$\frac{1}{C} = \frac{c_2c_3 + c_1c_3 + c_1c_2}{c_1c_2c_3} \qquad C = \frac{c_1c_2c_3}{c_1c_2 + c_1c_3 + c_2c_3}$$

Picofarads	cm/capacité (ou unités e.s.C.G.S)	Nanofarads	Millièmes de microfarads	Microfarads
1 pF	0,9 cm	0,001 nF	0,001/1000 μF	0,000 001 μF
10 pF	9 cm	0,01 nF	0,01/1000 μF	0,000 01 μF
47 pF	40 cm	0,047 nF	0,047/1000 μF	0,000 047 μF
100 pF	90 cm	0,1 nF	0,1/1000 μF	0,000 1 μF
470 pF	400 cm	0,47 nF	0,47/1000 μF	0,000 47 μF
1000 pF	900 cm	1 nF	1/1000 μF	0,001 μF
4700 pF	4000 cm	4,7 nF	4,7/1000 μF	0,004 7 μF
10 000 pF	9000 cm	10 nF	10/1000 μF	0,01 μF
47 000 pF	40 000 cm	47 nF	47/1000 μF	0,47 μF
100 000 pF	90 000 cm	100 nF	100/1000 μF	0,1 μF
500 000 pF	450 000 cm	500 nF	500/1000 μF	0,5 μF
1 000 000 pF	900 000 cm	1000 nF	1000/1000 μF	1 μF

APPENDICE DU CHAPITRE II

I. — Localisation de l'énergie dans les condensateurs.

a) *Notion de différence de potentiel.*

Le déplacement d'une charge électrique dans un champ électrique produit, suivant le sens du champ, *un travail moteur* (qu'on peut utiliser) ou un *travail résistan* (qu'il faut fournir). Ce travail est égal au produit du déplacement du point d'application (ici la charge) par la force appliquée.

$$W = f \times l$$

W sera exprimé en *ergs*, si la force est mesurée en *dynes* et le déplacement *en centimètres*. La force sera affectée du signe + ou — suivant qu'elle sera dans la direction du déplacement (travail moteur) ou en sens opposé (travail résistant).

Dans un champ électrique, la force appliquée à une charge électrique est égale au produit de l'intensité de champ E par la charge q (quantité d'électricité), c'est donc :

$$qE,$$

Quand le point d'application de cette force se déplace d'une longueur l, l'expression du travail W est donc $W = qEl$.

On appelle différence de potentiel *entre deux points du champ, le travail qu'il faut accomplir (ou qu'on peut recueillir) quand une charge unité est déplacée entre les deux points.*

On a donc en valeur absolue :

$$V = El.$$

Cette valeur s'exprime en *Volts*. D'après cela, il est facile de comprendre qu'*un volt* représente un travail de *un joule par coulomb*.

b) *Démonstration de la formule* $W = \frac{1}{2} CV^2$.

La quantité d'électricité emmagasinée par un condensateur de capacité C est donnée par

$$q = CV. \qquad (1)$$

Faisons varier la tension d'une petite quantité dV ; le travail correspondant dW sera

$$dW = q dV$$

ce qui, d'après (1), peut s'écrire :

$$dW = CV dV.$$

L'énergie cherchée est celle qui correspond au passage de la tension de 0 volt à V volts ; on a donc :

$$W = C \int_V^0 V dV \quad \text{ou} \quad \frac{1}{2} CV^2.$$

c) *Localisation de l'énergie.*

L'énergie fournie par la décharge totale d'un condensateur depuis la tension V usqu'à zéro est :

$$W = \frac{1}{2} CV^2.$$

$$W \text{ (Joules)} = \frac{1}{2} \text{ Farads} \times \text{Volts} \times \text{Volts}.$$

Charger un condensateur c'est, en somme, enrichir en électrons une armature au détriment de l'autre, et c'est *précisément le travail nécessaire pour faire passer ces électrons d'une armature sur l'autre qui apparaît dans la formule ci-dessus.*

Au début de la charge, il n'y a pas de champ entre les électrodes; aussi le travail est-il très faible. Chaque électron déplacé ajoute son action élémentaire et concourt à la formation du champ ; aussi le travail devient-il de plus en plus grand. C'est pour cette raison que, dans l'expression du travail nécessaire pour la charge, la *différence de potentiel* ou *tension* entre les armatures apparaît au carré. C'est aussi ce qu'il faut entendre par l'expression employée dans le texte : résistance élastique.

La capacité du condensateur est, si k est la constante diélectrique, S la surface et e l'épaisseur du diélectrique

$$C = \frac{kS}{4\pi e}.$$

L'expression de l'énergie emmagasinée est :

$$W = \frac{1}{2}\frac{kS}{4\pi e} \times V^2.$$

Si E est l'intensité du champ électrique entre les armatures on a : $V = Ee$ — puisqu'ici le déplacement total des charges est précisément égal à l'épaisseur du diélectrique, d'où :

$$W = \frac{1}{2}\frac{kS}{4\pi e} \times E^2 \times e^2 \text{ ou } \frac{kSeE^2}{8\pi}.$$

Le produit $S\,e$ est le *volume du diélectrique* D

d'où
$$W = \frac{1}{8\pi} kDE^2.$$

k = constante diélectrique.
D = volume du diélectrique (cm^3).
E = champ électrique (volt par centimètre).

Cette expression a amené *Faraday* à cette conception que l'énergie électrique était condensée non pas à la surface des armatures, *mais au sein même du diélectrique.* C'est aussi ce que montre une expérience citée dans le texte, page 21.

d) *Constante de temps.*

La constante de temps (en secondes) est le produit de la capacité (en Farads) par la résistance (en ohms). Elle n'exprime pas la *durée* de la charge ou de la décharge puisque cette durée est théoriquement infinie. On peut montrer qu'au bout d'un temps $t = C \times R$ la charge du condensateur est égale à 0,63 de la charge totale. La même remarque est valable pour la décharge.

II. — Mesure de la charge d'un électron.

On peut se demander comment il a été possible de déterminer avec précision que la charge d'un électron était :

$$e = -1{,}591.10^{-19} \text{ coulomb.}$$

C'est évidemment une quantité d'électricité si petite qu'aucun appareil de mesure usuel ne peut la mettre en évidence. Nous avons, en effet, indiqué que les phénomènes électriques de la vie courante mettent en jeu *des milliards de milliards d'électrons.*

Il est cependant relativement facile de mesurer directement la charge. Différentes méthodes ont été imaginées qui donnent toutes des résultats parfaitement concordants. Une des plus simples est la suivante :

On pulvérise des gouttelettes d'huile très fines entre les armatures d'un condensateur que, pour l'instant, nous supposons non chargé. On choisit l'huile parce que c'est un corps isolant non volatil et que, par conséquent, le volume des gouttes ne peut se modifier par évaporation au cours de l'expérience.

On peut examiner les gouttelettes à l'aide d'un microscope disposé horizontalement. On constate qu'elles descendent lentement suivant la verticale. C'est l'effet naturel de la pesanteur. La vitesse de chute est extrêmement réduite par suite du frottement contre l'air (viscosité) qui est très important par suite de la petitesse de la gouttelette.

Il est facile de mesurer le diamètre de la gouttelette, puisqu'on connaît très exactement le grossissement du microscope. Connaissant son diamètre d'une manière extrêmement précise, on peut en calculer le poids : il suffit, pour cela, de déterminer le poids spécifique de l'huile qui a servi à constituer le brouillard. Ce qu'on peut faire tout à loisir.

Si nous chargeons le condensateur, de telle sorte que l'armature supérieure soit positive, rien ne sera changé parce que les gouttelettes d'huile sont électriquement neutres. La vitesse de chute ne sera nullement modifiée.

Dirigeons maintenant un faisceau d'électrons au sein du brouillard d'huile. On peut, pour cela, faire appel à différents moyens sur lesquels nous n'insisterons pas.

Certains électrons sont captés par des gouttes d'huile, *qui cessent alors d'être électriquement neutres.* Une force électrique s'exerce maintenant en sens contraire de la pesanteur; force dont la grandeur dépend de la charge captée par la goutte d'huile et de l'intensité de champ électrique (volts par centimètres).

Nous pouvons agir, à volonté, sur ce dernier facteur : il nous suffit de modifier la tension entre les deux armatures. *Il nous est possible de régler cette tension de telle sorte que la goutte observée soit exactement en équilibre dans le champ du microscope.* A ce moment nous saurons que la pesanteur équilibre exactement la force électrique.

Celle-ci est qE

q = charge de la goutte (coulombs).
E = intensité de champ (en volts par cm).

Mais si e est la charge d'un électron, nous avons la certitude que $q = ne$ — formule dans laquelle n représente le nombre d'électrons capté par la goutte en observation.

Nous pourrons recommencer la même expérience pour une autre gouttelette et nous trouverons une autre valeur :

$$q' = n'e.$$

Bien mieux, nous pourrons parfois observer une brusque rupture d'équilibre. Une gouttelette, d'abord immobile, se met brusquement à se mouvoir dans un sens ou dans l'autre. *C'est qu'elle vient de perdre ou de capter un électron.* On peut alors rétablir l'équilibre (à condition que la goutte conserve encore au moins un électron) en agissant sur le champ électrique.

Quoi qu'il en soit, on pourra déterminer toute une série de nombres q, q', q'', qui sont entre eux comme les nombres entiers successifs 1, 2, 3.

Les nombres ainsi trouvés et qui peuvent être aussi nombreux qu'on le désire admettent un plus grand commun diviseur qui représente évidemment l'atome d'électricité ou, d'une manière plus précise, e la charge de l'électron. Il est à noter qu'avec ce système la seule mesure électrique est une mesure de tension, chose qu'on peut faire avec la plus grande précision.

CHAPITRE III

La loi d'Ohm et la loi de Joule[1].

20. Généralités. — Dans le premier chapitre de cet ouvrage, nous avons montré que, faire circuler un courant électrique dans un conducteur, c'était contraindre les électrons libres à subir un mouvement d'ensemble. Quand nous branchons la source de courant entre les extrémités d'un conducteur nous établissons un champ électrique entre ces extrémités.

Or, tout corps électrisé, placé dans un champ électrique, subit une force. Les électrons libres, qui sont, par définition, électrisés négativement, se meuvent tout naturellement dans ce champ et subissent ce mouvement d'ensemble, en plus de leurs mouvements spontanés. Ils donnent ainsi naissance au courant électrique. Répétons, encore une fois, qu'il n'y a là aucun mystère.

Désormais, pour la facilité du raisonnement nous ferons abstraction des mouvements spontanés pour ne considérer que les déplacements d'ensemble.

21. Résistance des conducteurs électriques. — Supposons que nous disposions d'un appareil capable de nous renseigner sur *l'intensité*

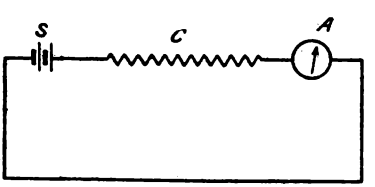


Fig. 18.

du courant électrique, c'est-à-dire sur le nombre d'électrons qui franchissent une section quelconque du conducteur pendant l'unité de temps.

1. Voir en appendice. La loi d'Ohm présentée dans les paragraphes suivants découle de l'expérience. On peut la retrouver, comme nous le montrons en fin de chapitre, par des considérations purement électroniques.

Cet appareil à mesurer le débit sera un *ampèremètre.* Nous aurons l'occasion de l'étudier plus loin.

Nous constituons un circuit électrique avec une source S, un conducteur C et l'appareil de mesure A (fig. 18). Nous obtenons une certaine *intensité de courant.*

a) *Longueur du conducteur.* — Si, maintenant, nous doublons la longueur du conducteur, nous observerons que l'intensité de courant est diminuée de moitié. Au contraire, nous observerons qu'elle est doublée si nous ne mettons en circuit que la moitié du conducteur.

b) *Section du conducteur.* — En agissant sur la section du conducteur, nous aurons encore un moyen de faire varier l'intensité. On ne peut doubler directement sa section — mais un moyen simple et, évidemment équivalent, c'est de placer deux conducteurs semblables en parallèle.

Nous observerons alors que l'intensité double quand double la section...

c) *Nature du conducteur.* — Enfin, deux conducteurs dont toutes les dimensions sont égales donneront des valeurs d'intensité différentes s'ils sont de deux métaux différents, l'un de cuivre, par exemple, et l'autre de maillechort.

Ces expériences suggèrent une analogie hydraulique. Un tuyau impose à un courant d'eau une certaine perte de charge. Pour une même pression, le débit sera plus grand, si la section est plus grande ou la longueur plus courte... On exprime cela en disant que le tuyau oppose une certaine *résistance* au courant.

C'est exactement la même idée qui est le point de départ de la notion de *résistance électrique.*

Les expériences précédentes montrent que la résistance d'un conducteur est :

1° Proportionnelle à sa longueur l.

2° Inversement proportionnelle à sa section s.

3° Différente suivant la nature du conducteur.

Ce qu'on exprime mathématiquement par l'expression :

$$R = \rho \frac{l}{s}.$$

ρ est un coefficient qu'on appelle *résistivité* et qui dépend de la nature du conducteur. Il s'exprime en *microhm-centimètre carré par centimètre.* On dit, le plus souvent, en abrégeant : *microhm-centimètre.*

Voici, d'après *George Matter*, *Swan* et *Matthiessen*, la résistivité de quelques corps usuels à la température de 0° centigrade.

Cuivre	1,59
Argent recuit	1,46
— écroui	1,585
Palladium	10,219
Magnésium	4,355
Or recuit	2,088
— écroui	2,125
Cadmium	10,023
Zinc comprimé	5,613
Platine recuit	9,035
Thallium	17,633
Nickel	11,935
Étain comprimé	13,18
Plomb	19,140
Antimoine	35,420
Bismuth	130,900
Mercure	94,070

Alliages :

Laiton	5,5
Cuivre-manganèse	100,5
Acier invar	75
Nickeline	33
Manganine	46,7
Maillechort	30

Ainsi, dire que la résistivité du cuivre est de 1,6 à 0° centigrade, cela veut dire qu'une barre de cuivre de 1 cm² de section et de 1 cm. de longueur a une résistance de 1,6 microhms ou 0,000 0016 ohms.

La formule $R = \rho \frac{l}{s}$ donne la résistance en microhms (ou millionièmes d'ohm) quand on exprime l en centimètres et s en centimètres carrés.

22. — Exemple de calcul. — Déterminer à 0° centigrade la résistance d'un fil de cuivre d'un diamètre de 0,5 mm et d'une longueur de 500 mètres

section du fil $\frac{3{,}14 \times 0{,}5 \times 0{,}5}{4}$

soit environ 0,2 mm² ou 0,002 cm². La longueur est 50.000 cm.

La résistance, en microhms est :

$$R = 1{,}6 \frac{50\,000}{0{,}002}$$
$$= 40\,000\,000 \text{ ou } 40 \times 10^6 \mu\Omega$$

ou, en ohms, 40 ohms.

Il est plus souvent commode d'utiliser la formule :

$$R = \frac{\rho l \text{ (en mètres)}}{100 \times s \text{ (en mm}^2\text{)}} \text{ ohms.}$$

23. — Résistivité des isolants. — Aucun isolant solide connu n'est parfait. On peut, par conséquent, définir la *résistivité* d'un isolant exactement comme celle d'un conducteur. Toutefois, les chiffres étant énormes, on les exprime de préférence en *ohms centimètres carrés par centimètre.*

Voici les valeurs pour quelques isolants connus *(d'après Harvey Curtis, Bureau of Standards. Washington).*

Bakélite ordinaire	2×10^{11}
Bakélite spéciale (n° 1558)	2×10^{16}
Peuplier paraffiné	5×10^{10}
Celluloïd	2×10^{10}
Cire d'abeille	2×10^{15}
Ébonite neuve	1×10^{18}
Fibre rouge	5×10^{9}
Gomme laque	1×10^{16}
Mica clair	1×10^{17}
Micanite	1×10^{13}
Paraffine	5×10^{18}
Porcelaine émaillée	5×10^{18}
Quartz fondu	5×10^{16}
Soufre	1×10^{17}

24. — Influence de la température. — La résistance des conducteurs métalliques augmente avec la température. Étant donnée la résistivité ou la résistance d'un conducteur à une température quelconque, on peut trouver la résistance à une température différente en tenant compte du coefficient de température.

Le tableau précédent montrait qu'en règle générale, la résistivité des corps simples est plus faible que celle des alliages. Par contre, le coefficient de température est généralement beaucoup plus petit.

Ainsi, par exemple, le coefficient de température de cuivre est de 0,00388, alors que celui du cuivre-manganèse est de 0,00004. Celui de la manganine (alliage cuivre, nickel, manganèse) est pratiquement nul.

Il est possible de réaliser ainsi des appareils dont la résistance est invariable avec la température, dans les limites usuelles tout au moins.

Si ρ_0 est la résistance à 0° — et a le coefficient de température, on aura la résistivité à $t°$ centigrades ou ρ_t en appliquant la formule :

$$\rho_t = \rho_0 (1 + at). \text{ [1]}$$

Il est évident que cette formule, valable pour les résistivités, l'est aussi pour les résistances puisque celles-ci sont proportionnelles aux résistivités.

Application. — A 0° la résistance d'un enroulement de cuivre est de 2 500 ohms (enroulement d'excitation d'un haut-parleur), calculer la résistance à 75° centigrades, si le coefficient de température est de 0,004.

La résistance est de :

$$2\,500\ (1 + 0{,}004 \times 75) = 3\,250 \text{ ohms.}$$

La variation est donc loin d'être négligeable.

A noter qu'on se sert parfois de cette même formule pour résoudre le problème inverse. On veut savoir, par exemple, quelle température est atteinte par certains enroulements d'un transformateur noyé dans l'huile. Il ne peut être question de placer un thermomètre en contact avec l'enroulement. Aussi on mesure la résistance à froid, puis après un fonctionnement suffisamment long pour que la température de régime soit atteinte (il faut souvent compter plusieurs heures). On pourra utilises cette méthode pour savoir quelle température atteint un enroulement de transformateur d'alimentation de récepteur de radio. On sera souvent surpris des chiffres qu'on peut ainsi trouver et dont l'exactitude ne saurait pourtant être mise en doute.

Voici quelques coefficients de température pour les métaux et alliages usuels.

Coefficients moyens de température.

Cuivre électrolytique	0,00428
Fer pur	0,00625
Aluminium	0,00390
Ferro-nickel	0,00093
Maillechort	0,00036

1. La loi de variation de la résistivité est représentée d'une manière beaucoup plus exacte par la formule :

$$\rho_t = \rho_0 (1 + at + bt^2)$$

dans laquelle a et b sont deux coefficients qui dépendent de la nature du corps considéré. Pratiquement, on se contente de la loi approximative donnée dans le texte.

Constantan	0,0000
Cuivre-manganèse (30 %)	0,00004
Argent recuit	0,00377
Or	0,00365
Platine	0,00365
Manganine	0,00000

Il faut remarquer que le coefficient de température de certains corps comme les isolants, les solutions électrolytiques, le charbon est négatif. Il faut entendre par là que leur résistance diminue quand la température augmente.

25. — Note importante sur les coefficients de température négatifs. — Certains corps comme le charbon, les conducteurs électrolytiques ont un coefficient de température négatif. La formule qu'on peut appliquer est encore :

$$\rho_t = \rho_0 (1 + at) \qquad (1$$

a étant négatif la formule devient en valeur absolue :

$$\rho_t = \rho_0 (1 - at).$$

Toutefois, avant tout calcul, il faut s'assurer que le coefficient a *est bien valable dans l'intervalle de température considéré.* En effet, on peut déterminer des *valeurs moyennes* notablement différentes suivant qu'on considère l'intervalle de température de :

— 20 à 75°

ou de 0 à 2 000° par exemple.

Si l'on applique la formule (1) avec un coefficient qui ne correspond pas à l'intervalle de température, on peut trouver des résultats absurdes comme, par exemple, une résistivité nulle ou négative.

Cas des isolants. — Dans le cas des isolants a serait aussi négatif, c'est-à-dire que la résistivité diminue à mesure que la température augmente. Mais, précisément, la variation de a est tellement importante que la loi (1) ne peut plus s'appliquer. On a imaginé d'autres formules mais aucune n'est applicable à tous les isolants. Pour donner une idée des variations de a avec la température, nous ne pouvons mieux faire que de citer quelques chiffres (d'après Hospitalier).

Cristal :

Résistivité à	46°	$6\,000 \times 10^{11}$ Ω/cm² par cm
—	105°	$11{,}6 \times 10^{11}$

Porcelaine :

Résistivité à	50°	2 150 × 10^{11}	Ω/cm² par cm.
—	100°	30 × 10^{11}	—
—	200°	0,008 × 10^{11}	—

Caoutchouc :

Résistivité à	0°	32 000 × 10^{11}	—
—	24°	7 500	—

Exemple de calcul pour a négatif. — La résistance à 0° d'une lampe à filament de carbone est de 1 200 ohms. Calculer la résistance à 1 500° en admettant que, dans l'intervalle considéré le coefficient de température soit — 0,0005.

Appliquons la formule (1) :

$$\begin{aligned} R_{1.500} &= R_0 (1 + (- 0{,}0005 \times 1\,500) \\ &= 1\,200 (1 - 0{,}75) \\ &= 300 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

26. — Supraconductibilité. — Si l'on diminue la température au-dessous et bien au delà de zéro degré on note naturellement une diminution progressive de résistivité.

Mais, pour des températures extrêmement basses, voisines du zéro absolu (— 273°) apparaît un phénomène particulier, connu sous le nom de *supraconductibilité.*

Ainsi, au voisinage de — 270° la résistivité d'un fil de plomb tombe brusquement au cent milliardième de sa valeur. On peut alors constituer des circuits dans lesquels un courant, une fois lancé, continue à circuler sans intervention d'une source de courant. Dans certaines expériences, des courants ont pu ainsi persister pendant des semaines; en diminuant seulement d'environ la moitié de leur valeur tous les huit jours.

27. — Interprétation électronique. — Tout ce que nous venons d'exposer sur les résistances s'interprète facilement en partant de la théorie électronique. L'effet de résistance est dû à la difficulté qu'ont les électrons de se glisser entre les atomes. Il faut, en effet, pour compléter les vues que nous avons déjà sur la question, souligner que les atomes ne sont pas eux-mêmes immobiles. Ils sont animés de vibrations sur place. Au voisinage du zéro absolu, les atomes sont immobiles et les électrons n'ont aucune difficulté pour se mouvoir. Mais l'*amplitude* des vibrations atomiques devient de plus en plus grande à mesure que la température des corps s'élève. On conçoit que cet effet ait pour résultat de gêner la circulation des électrons en multipliant les chocs.

La résistance électrique des conducteurs peut être comparée à la visco-

sité d'un liquide et à la difficulté qu'éprouvent les molécules à s'écouler à travers des orifices très petits.

La même théorie permet d'expliquer facilement que :

1° La résistance diminue quand s'accroît la section, puisque les chances de chocs entre atomes et électrons d'une même section sont diminuées.

2° La résistance s'accroît avec la longueur pour la raison inverse de la précédente.

3° Elle dépend de la nature du métal. Les vibrations caractéristiques des atomes variant précisément avec la nature du conducteur...

28. — Force électromotrice et intensité de courant. — Nous avons montré qu'on peut modifier l'intensité de courant en agissant sur cette caractéristique du circuit que nous avons nommé *la résistance;* mais il existe un autre moyen : agir sur la source de courant.

Dans l'expérience décrite au début de cet ouvrage l'ensemble constitué par les deux électrodes de zinc et de charbon plongées dans l'eau acidulée était une source de courant. Un tel élément a pour effet d'enrichir en électrons un des pôles (négatif) au détriment de l'autre... Une source de courant, c'est, en somme, une *pompe à électrons.*

Une pompe hydraulique a pour effet de créer une différence de niveau

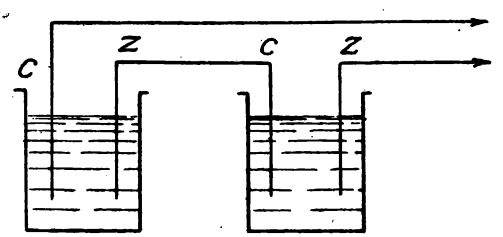


Fig. 19.

entre la tubulure d'aspiration et la tubulure d'échappement; exactement de la même façon, la source de courant détermine une *différence de niveau électrique,* on dit aussi une *différence de potentiel.*

La qualité qui permet d'obtenir ce résultat est la *force électromotrice.*

Si nous plaçons deux pompes, l'une derrière l'autre, de telle sorte que la première aspire dans la tubulure de refoulement de la seconde, la différence de niveau produite sera doublée.

Pour brancher deux piles en série nous relierons ensemble un zinc et un charbon et les deux électrodes restantes présenteront entre elles une différence de potentiel double (fig. 19).

Or, l'expérience de la figure 19, permet de montrer que l'intensité de courant double quand la force électromotrice double, dans le circuit.

29. — La loi d'Ohm[1]. — Nous savons maintenant que l'intensité de courant I qui parcourt un circuit dépend de la force électromotrice E et de la résistance R en circuit. Le courant diminue quand R augmente et quand E diminue.

En choisissant convenablement les unités cela peut s'écrire sous la forme classique de la loi d'Ohm :

$$I \text{ (ampères)} = \frac{E \text{ (volts)}}{R \text{ (ohms)}}$$

Cette relation fondamentale[1] est, en électricité, d'un usage constant. Elle peut, évidemment, se mettre aussi sous les formes :

$$E = IR \quad \text{Volts} = \text{Ampères} \times \text{Ohms}$$
$$R = \frac{E}{I} \quad \text{Ohms} = \frac{\text{Volts}}{\text{Ampères}}.$$

Elle permet de déterminer l'un des trois coefficients E, R, I quand on connaît deux d'entre eux.

30. — Résistance intérieure des sources. — *Force électromotrice et différence de potentiel.* — Dans les paragraphes précédents, nous avons admis implicitement que nous avions en circuit des éléments parfaits. Il faut entendre par là que la résistance était uniquement une résistance et la source de courant, une source sans résistance.

Pratiquement il n'en est pas ainsi; une pile se comporte, en réalité, comme une force électromotrice pure placée en série avec une résistance. Cette résistance, inséparable de la source, est appelée la *résistance intérieure* ou *résistance interne.*

Aussi, la figure vraie d'une pile est équivalente au croquis 20.

Cette remarque nous permet de faire une distinction très importante entre *force électromotrice* et *différence de potentiel.*

La *force électromotrice* est la cause qui produit la *différence de potentiel, cause* et *effet* ne doivent pas être confondus.

Il existe des appareils capables de mesurer directement la différence. de potentiel : ce sont les *voltmètres.*

A l'aide d'un voltmètre de haute précision, mesurons la *différence de*

1. Voir en appendice, page 48, la démonstration de la loi d'Ohm à l'aide de la théorie électronique.

potentiel, ou *tension* entre les bornes A et B (fig. 20). Nous trouverons par exemple, 1,5 volt.

Disposons maintenant un circuit résistant entre A et B de telle sorte que l'intensité fournie par la pile soit de 0,5 ampère. Si nous mesurons alors la tension entre A et B, nous trouverons seulement 1 volt. *Il ne faut pas en conclure que la force électromotrice a changé.*

Cette caractéristique est, en effet, invariable dans les conditions de l'expérience.

La pile peut être schématisée comme une source de tension mise en

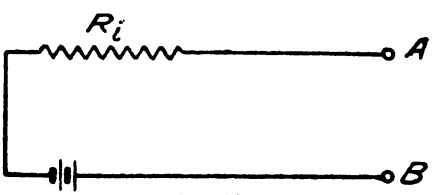


Fig. 20.

série avec une résistance R_i qu'on nomme *résistance interne* de la pile.

En vertu de la loi d'Ohm : $E_{volts} = I_{ampères} \times R_{i\ ohms}$.

on conçoit que le passage d'un courant dans la pile soit accompagné obligatoirement de l'apparition d'une tension aux bornes de la résistance R_i.

Ainsi la tension disponible aux bornes AB de la pile est donc :

$$V = E - (R_i \times I).$$

Elle n'est égale à la force électromotrice E qu'au cas où la pile ne débite aucun courant, c'est-à-dire à *circuit ouvert.* On appelle la quantité $(R_i \times I)$ *la chute de tension* dans la résistance interne.

De l'expérience précédente, il faut donc seulement conclure que la chute de tension dans la résistance interne de la pile est de :

$$1,5 - 1 = 0,5 \text{ volt.}$$

Nous connaissons l'intensité (0,5 ampère) et nous en pouvons conclure en appliquant la loi d'Ohm que la résistance interne R_i est telle qu'une intensité de courant de 0,5 ampère y produit une chute de tension de 1 volt. On a donc :

$$R \text{ ohms} = \frac{E \text{ volts}}{I \text{ ampères}}. \text{ Soit } \frac{0,5}{0,5} = 1 \text{ ohm.}$$

Nous insistons tout particulièrement sur l'importance de ces notions. *Force électromotrice* (symbole E) et *Différence de potentiel* ou *chute de tension* (symbole V ou U) sont souvent confondues, même par des techniciens. La *force électromotrice* d'une pile ne dépend pas de l'intensité qu'on lui demande. En reliant les bornes par un conducteur de résistance pratiquement nulle, ou, en d'autres termes, en les mettant *en court-circuit*, la *tension aux bornes* devient nulle mais la *force électromotrice* demeure la même.

D'ailleurs la mesure d'une force électromotrice est toujours un problème assez délicat car il faut utiliser un dispositif de mesure ne consommant pas de courant; sinon la chute de tension vient fausser la mesure.

31. — Résistances en série (fig. 21). — Quelle est la résistance équivalente à deux résistances branchées en série? A priori, on peut

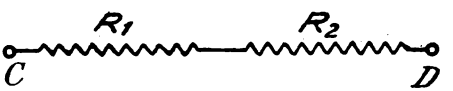


Fig. 21.

facilement imaginer, en partant de la théorie électronique, que l'obstacle opposé à la propagation du courant par R_1, R_2 soit égal à la somme des deux résistances.

Si nous supposons qu'un électron parte de C pour arriver en D, il faut nécessairement qu'il traverse R_1, puis R_2.....

La résistance équivalente R doit, à priori, être égale à $R_1 + R_2$.

On peut aussi raisonner de la manière suivante :

Soit I le courant qui traverse R_1 et R_2. D'après la loi d'Ohm, la tension aux bornes de R_1 est :

$$I\ R_1$$

— celle aux bornes de R_2 est

$$I\ R_2.$$

La tension aux bornes de la totalité est évidemment :

$$I\ R_1 + I\ R_2.$$

Elle est aussi égale à I R, si R est la résistance équivalente. On a donc :

$$I\ R = I\ R_1 + I\ R_2$$

ou, en divisant le tout par I

$$R = R_1 + R_2.$$

32. — Résistances en parallèle (fig. 22). — Cette fois, on partira de cette remarque que la tension aux bornes des résistances est E, tension aux bornes de la source.

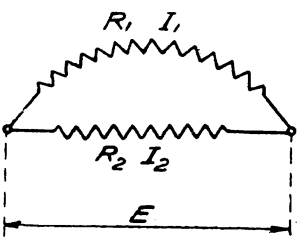


Fig. 22.

La somme des courants I_1 et I_2 est égale à l'intensité totale du courant débitée par la source.

$$I = I_1 + I_2 \qquad (1)$$

$$E = I_1R_1 \text{ ou } I_1 = \frac{E}{R_1}$$

$$E = I_2R_2 \text{ ou } I_2 = \frac{E}{R_2}.$$

Si la résistance équivalente est R, on aura aussi :

$$E = IR \text{ ou } I = \frac{E}{R}.$$

Remplaçons dans l'équation (1)

$$\frac{E}{R} = \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2}$$

ou en divisant le tout par E

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}.$$

S'il y avait d'autres résistances, on aurait :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \text{etc...}$$

On arrive ainsi à une loi de même forme que pour le branchement des capacités *en série.*

33. — Lois de Kirchoff. Réseau de résistances et de forces électromotrices. — Le problème de la répartition des intensités peut sembler quelque peu compliqué dans des cas analogues à celui de la figure 23. Le circuit est constitué par un véritable réseau qui comporte des résistances et des forces électromotrices.

Sans vouloir entrer dans le détail du problème, nous nous bornerons à signaler que sa résolution est toujours facile en partant des considérations suivantes :

Si l'on ne connaît pas le sens du courant, on adopte un sens *quelconque* dans chacune des branches du réseau, en plaçant des flèches (voir fig. 23).

1° *Règle des sommets.* — En régime permanent, il ne peut y avoir accumulation d'électrons en un endroit quelconque, on écrira, pour chaque point comme P_1, que le nombre d'électrons qui arrivent par seconde en P_1 est égal au nombre d'électrons qui en part. Or le nombre d'électrons par seconde, c'est précisément *l'intensité de courant.*

Nous écrirons donc que la somme des intensités de courant arrivant

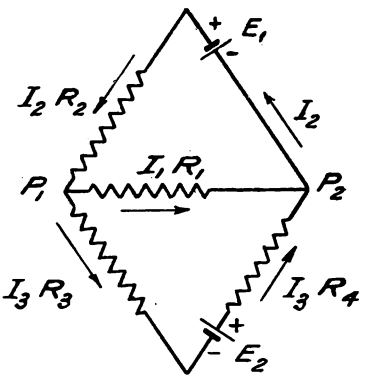


Fig. 23.

en P_1, (I_2) est égale à la somme des intensités dirigées dans l'autre sens, ce qui nous donnera

$$I_2 = I_1 + I_3$$

au point P_2 nous aurions aussi :

$$I_2 = I_1 + I_3.$$

2° *Règle des contours.* — Dans un circuit fermé comme E_1, R_2, R_1, il est évident que la somme des forces électromotrices est égale à la somme des chutes de tension dans les résistances. Ce qui se traduit par :

$$E_1 = I_2 R_2 + I_1 R_1$$

en tenant compte des sens adoptés tout à l'heure, en plaçant les flèches sur le circuit.

De même dans le circuit E_2, R_4, R_1, R_3

$$E_2 = I_3 R_4 — I_1 R_1 + I_3 R_3.$$

Nous pourrons, de la sorte, obtenir autant d'équations distinctes que le problème a d'inconnues. La résolution se fait donc sans difficulté par l'algèbre élémentaire.

Si nous trouvons des valeurs négatives pour certaines intensités,

c'est que le sens de courant de la branche correspondante que nous avions adopté au hasard doit être inversé.

34. — Réalisation industrielle des résistances. — On peut réaliser des éléments résistants de bien des façons différentes. Le moyen le plus simple est d'utiliser un fil d'alliage résistant bobiné sur un support quelconque.

En utilisant certains alliages (constantan, manganine), on peut ainsi obtenir des résistances extrêmement stables et dont la valeur est rigoureusement indépendante des variations de températures usuelles.

On peut réaliser des résistances réglables en munissant les éléments d'un curseur qui vient s'appuyer sur les spires successives.

Quand il s'agit de réaliser des valeurs très élevées de résistances, l'emploi du fil métallique, bien que possible, est pratiquement trop coûteux.

On utilise alors différents procédés. On peut, par exemple, employer un dépôt mince de graphite ou de métal sur un support isolant. On peut aussi constituer des agglomérés à base de graphite.

Il devient facile d'obtenir des valeurs très élevées sous un très petit volume. Toutefois, il convient d'ajouter que ces résistances ne sauraient avoir la stabilité des résistances bobinées. Leur valeur se modifie fréquemment, soit sous l'influence d'un échauffement, soit même sans causes apparentes. Très souvent le coefficient de température est négatif. Il faut entendre par là qu'à un échauffement correspond une *diminution* de résistance.

35. — Travail effectué par un courant électrique ou par une source de courant. — L'échauffement du conducteur parcouru par le courant électrique montre qu'une certaine énergie a été dépensée.

Chacun des électrons dont l'ensemble constitue le courant électrique est le point d'application d'une force. En totalisant le produit de ces forces par le déplacement on obtiendrait l'expression du travail effectué.

Le résultat serait le suivant :

Le travail effectué pour faire franchir à une quantité d'électricité Q (ou si l'on préfère, à un certain nombre d'électrons), une différence de potentiel de E volts est de:

$$W = Q \times E$$

$$\text{joules} = \text{coulombs} \times \text{volts}.$$

Mais il s'agit d'un courant d'intensité constante I, la quantité d'électricité déplacée dans un temps t est It.

Le travail est donc, dans ce cas particulier :

$$W = EIt$$
$$\text{joules} = \text{volts} \times \text{ampères} \times \text{secondes.}$$

Soulignons en passant que ce travail est effectué par les réactions chimiques à l'intérieur de la pile.

36. — Puissance (P). — *Par définition, la puissance est précisément égale au travail effectué pendant l'unité de temps.* En reprenant le cas traité dans le paragraphe précédent, on trouvera que la puissance fournie par un générateur électrique est tout simplement E × I — c'est-à-dire égale au produit de la tension par l'intensité.

$$P = E.\ I.$$
$$\text{watts} = \text{volts} \times \text{ampères.}$$

37. — Loi de Joule. — L'énergie chimique de la pile est transformée en énergie électrique. Mais qu'advient-il de cette dernière quand le circuit est fermé sur un conducteur de résistance R?

L'expérience nous a déjà montré que le conducteur s'échauffe et qu'il s'entoure d'un champ magnétique.

Si étrange que cela puisse paraître, le *champ magnétique,* n'emprunte aucune énergie à la source *lorsque le courant est établi* [1]. Toute l'énergie produite par la pile est transformée en chaleur.

La formule trouvée dans le paragraphe précédent trouve ici son application. En une seconde, il y aura E I Joules qui apparaîtront sous forme de chaleur.

Cette expression peut, d'ailleurs, se mettre sous une autre forme, en appliquant tout simplement la loi d'Ohm :

$$E = I \times R.$$

La puissance est alors, en remplaçant E :

$$P = R \times I \times I \quad \text{ou} \quad RI^2$$
$$\text{watts} = \text{ohms} \times \text{ampères} \times \text{ampères.}$$

Dans le cas particulier où l'on connaîtrait seulement E et R on trouverait de la même façon :

$$P = \frac{E^2}{R} \quad \text{watts} = \frac{\text{volts} \times \text{volts}}{\text{ohms}}.$$

38. — Dissipation des résistances. — La résistance opposée par le conducteur aux mouvements des électrons est analogue aux résistances

1. Voir § 96 et aussi appendice chapitre III.

de frottement rencontrées en mécanique (viscosité). Dans les deux cas, le résultat est l'apparition d'une certaine énergie sous la forme dégradée de chaleur et le phénomène n'est pas réversible.

Le résultat constaté, c'est que la température du conducteur s'élève. L'élévation de température dépend de nombreux facteurs : volume de la résistance, nature de sa surface, ventilation, etc.....

Ainsi, une résistance dont l'extérieur est poli et verni s'échauffe plus qu'une résistance noire et mate, parce que le *rayonnement* calorifique est moins intense.

Si la résistance est enfermée dans une gaine isolante, mauvaise conductrice de la chaleur, la température pourra s'élever beaucoup plus.

A égalité de résistance, un fil fin atteindra une température plus grande qu'un conducteur plus gros, mais c'est une simple question de ventilation, de conduction thermique et de rayonnement.

Si les deux conducteurs sont enfermés dans une enveloppe étanche (cas des rhéostats) *l'échauffement de l'enveloppe est exactement le même.*

Il faut bien comprendre que, quelle que soit la forme ou la constitution de la résistance, la puissance électrique transformée en chaleur demeurera exactement la même. Ce qui peut différer notablement, c'est la température.

Entre une résistance commerciale d'une certaine valeur et du type 0,5 watt, et une autre de même valeur mais du type 4 watts, la seule différence est le volume ou l'encombrement. Une résistance plus grosse aura évidemment une surface de refroidissement plus importante; elle atteindra donc une température moins élevée et risquera beaucoup moins d'être détériorée par une élévation excessive de température.

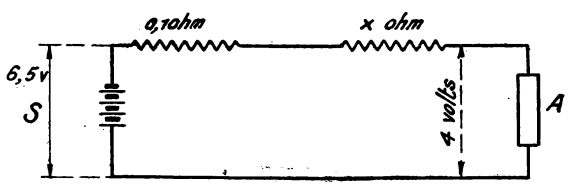


Fig. 24.

39. — Applications pratiques. — I. *Calcul de résistance. — On veut obtenir une tension de 4 volts aux bornes d'un appareil, en partant d'une source dont la force électromotrice est de 6 volts 5 et la résistance interne de 0,1 ohm. L'intensité absorbée par l'appareil est de 5 ampères. Quelle résistance doit-on intercaler dans le circuit?*

Quelle sera la puissance dissipée par la résistance?

Traçons le schéma de l'ensemble (fig. 24).

La chute de tension déterminée par la résistance interne est, par l'application de la loi d'Ohm :

$$RI = 0{,}1 \times 5 = 0{,}5 \text{ volt.}$$

La tension aux bornes de la source est donc de :

$$6{,}5 - 0{,}5 = 6 \text{ volts.}$$

Nous en déduisons que la chute de tension dans la résistance x, que nous calculons, est de :

$$6 - 4 = 2 \text{ volts.}$$

La valeur x est toujours, d'après la loi d'Ohm :

$$x = \frac{2}{5} = 0{,}4 \text{ ohm.}$$

La puissance étant égale au produit de l'intensité par la tension aux bornes sera de :

$$P = I \times E = 2 \times 5 = 10 \text{ watts.}$$

On calculerait de la même manière un rhéostat.

II. *Calcul d'un potentiomètre* (fig. 25). — *Deux résistances* R_1 *et* R_2 *sont branchées en série, aux bornes d'une tension de* 250 *volts.*

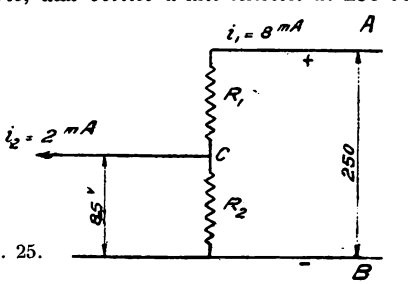


Fig. 25.

Il s'agit de calculer R_1 *et* R_2 *pour que la tension entre C et B soit de* 85 *volts, sachant que :*

le circuit branché en C consomme une intensité de 0,002 *A et que l'intensité empruntée à la source est de* 0,008.

Ce problème, très fréquent dans l'établissement des récepteurs radiophoniques, peut se résoudre de plusieurs manières dont une des plus simples est la suivante :

L'intensité qui traverse R_1 est de 0,008 A.

La tension aux bornes de R_1 est de : $250 - 85 = 165$ volts.

L'application de la loi d'Ohm donne immédiatement :

$$R = \frac{E}{I} \text{ ohms} = \frac{\text{volt}}{\text{ampères}}$$

$$R_1 = \frac{165}{0{,}008} = 20\,625 \text{ ohms.}$$

L'intensité qui traverse R_2 est : $0{,}008 - 0{,}002 = 0{,}006$.

La tension aux bornes étant 85 volts, on en déduit :

$$R = \frac{E}{I} R_2 = \frac{85}{0{,}006} = 14\,166 \text{ ohms}.$$

On traiterait exactement de la même manière les questions plus complexes par exemple, le calcul d'un potentiomètre avec plusieurs prises intermédiaires. Nous le montrons dans notre tome III (Pratique de la Radioélectricité).

APPENDICE DU CHAPITRE III

I. — Démonstration électronique de la loi d'Ohm.

La loi d'Ohm, telle que nous l'avons donnée dans cet ouvrage, semble être une loi découverte expérimentalement. En réalité, la théorie électronique permet de la démontrer d'une manière absolument précise.

Les électrons libres, dans un conducteur, ont un libre parcours moyen a (de l'ordre de 10^{-6} cm. à 0° centigrade), une vitesse moyenne d'agitation u (de l'ordre de 1.000 Km/s) indépendante de la température. La connaissance de ces deux valeurs permet de connaître la durée du parcours moyen T.

$$u = \frac{a}{T} \qquad \text{ou } T = \frac{a}{u}. \qquad (1)$$

En appliquant une tension aux extrémités d'un conducteur de section S on provoque un déplacement d'ensemble des électrons. Soit v la vitessse correspondante (en cm/s).

Au bout d'un certain temps t (secondes) tous les électrons contenus dans le volume $S \times vt$ auront traversé la section S, puisque vt est évidemment le chemin parcouru par chaque électron pendant le temps t.

Le nombre d'électrons libres par cm^3 du conducteur est K, chiffre qui dépend de sa nature.

La charge d'un électron est e (c'est une constante égale à : $4{,}7\ 10^{-10}$ unités électrostatiques CGS ou à $1{,}59\ 10^{-19}$ coulombs).

La quantité d'électricité déplacée est donc :

$$q = KeSvt.$$

En une seconde, si le courant est continu, c'est-à-dire si v est constante, la quantité déplacée est :

$$I = KeSv.$$

On a convenu d'appeler cette quantité *intensité du courant*. L'unité correspondante est *l'ampère* (1 coulomb par seconde).

Il est facile de calculer d'après les chiffres précédents que le passage d'un courant de 1 *ampère* correspond au déplacement de *milliards de milliards d'électrons*. C'est un chiffre dont l'imagination la plus solide ne peut se représenter la grandeur.

Cherchons maintenant à exprimer la vitesse v en fonction de données que nous connaissons.

Quand on applique une tension V entre les deux extrémités d'un conducteur d'une longueur l on détermine, à l'intérieur du métal, l'apparition d'un champ électrique E

$$E = - \frac{V}{l}$$

qui s'exprime en *volts par centimètre*.

Tous les électrons libres vont être soumis à une force, exactement, comme tous les corps sont, à la surface de la terre, soumis à la pesanteur. Pour exprimer l'action de cette dernière, on utilise la formule bien connue :

$$h = \frac{1}{2} \quad gt^2$$

h = hauteur de chute (cm).

g étant l'accélération due à la pesanteur en cm/seconde par seconde, t est le temps de chute (en secondes).

La force électrique appliquée à chaque électron libre est : $e \times E$

L'action d'une force F sur un corps de masse m a pour effet de lui communiquer une accélération $\gamma = \frac{F}{m}$.

Si la masse de l'électron est m, l'accélération correspondante sera donc : $\frac{e\,E}{m}$.

L'action du champ électrique pendant la durée d'un saut électronique s'exprimera exactement de la même manière que celle de la pesanteur :

$$h = \frac{1}{2} \cdot \frac{eE}{m} \; T^2$$

la vitesse correspondante est $v = \frac{h}{T}$ ou $\frac{e\,E\,T}{2\,m}$.

Rappelons que T est la durée d'un saut électronique — durée dont nous avons trouvé l'expression plus haut.

Remplaçons T par sa valeur (1), nous trouvons

$$v = \frac{e\,a\,E}{2\,m\,u}$$

Nous connaissons aussi E. $E = \frac{-V}{l}$ d'où $v = -\frac{e\,a\,V}{2\,m\,l}$.

Reprenons l'expression déjà trouvée $I = KeSv$ et remplaçons v par la valeur calculée.

$$I = \frac{K\,e^2\,a}{2\,m\,u} \quad \frac{S}{l} \quad V$$

L'intensité de courant I est donc :

1) proportionnelle à la tension V;

2) inversement proportionnelle à une certaine expression :

$$\frac{2\,m\,u}{K\,e^2\,a} \quad \frac{l}{S}$$

qui est la *résistance électrique*. Le simple examen de la formule montre que cette constante est :

a) inversement proportionnelle à la section;

b) proportionnelle à la longueur

c) et a un certain coefficient $\frac{2\,m\,u}{K\,e^2\,a}$ appelé *résistivité* qui dépend de la nature du métal et de la température (puisque a, libre parcours moyen, dépend de la température).

Des considérations théoriques permettent, d'ailleurs, de calculer cette résistivité. Les chiffres ainsi trouvés sont en accord satisfaisant avec l'expérience.

II. — Vitesse des porteurs de charge dans le courant électrique

L'intensité d'un courant électrique est, par définition, la quantité d'électricité transportée pendant l'unité de temps. C'est donc, dans le système d'unités usuel, le nombre de *Coulombs* transportés en une *Seconde*.

Ainsi que nous l'avons déjà noté plus haut, les porteurs de charge sont, à de très rares exceptions près, des électrons.

Le mouvement des électrons dans les conducteurs est fortement gêné par la présence des atomes. Entre deux chocs successifs le mouvement des électrons est uniformément accéléré. Mais les chocs sont si nombreux que la vitesse moyenne est constante et que l'on peut considérer qu'on est en présence d'un mouvement rectiligne uniforme.

Ces chocs se traduisent par une perte d'énergie et un dégagement de chaleur : c'est l'effet Joule.

Une même intensité qui traverse une section d'un conducteur quelconque peut être obtenue soit au moyen d'un grand nombre de porteurs de charge se déplaçant lentement, soit au moyen d'un nombre plus réduit se déplaçant plus rapidement.

C'est la grandeur du champ électrique qui détermine la vitesse des électrons. Les porteurs de charge sont d'autant plus nombreux que la résistivité du conducteur est plus faible.

Connaissant la charge d'un électron : environ $1{,}6 \times 10^{-19}$ coulomb il est facile de calculer qu'une intensité de 1 ampère, correspond à $6{,}25 \times 10^{18}$ électrons par seconde.

Considérons par exemple un fil de cuivre de 45/100 de millimètre de diamètre — dont la résistance métrique est de l'ordre de 0,1 ohm par mètre. Si nous connectons une source, de résistance intérieure négligeable et de tension 1 volt, entre les extrémités d'un fil de 10 mètres de longueur, la résistance totale est de 1 ohm et l'intensité de courant de 1 ampère.

La section du conducteur est d'environ 0,0016 cm^2.

Ce chiffre permet de calculer facilement que le nombre d'électrons par centimètre de longueur est d'environ $1{,}6 \times 10^{20}$ (puisqu'il y a 10^{23} électrons par centimètre cube).

Or un courant de 1 ampère correspond à $6{,}25 \times 10^{18}$ électrons par seconde. Leur vitesse sera donc de :

$$\frac{6{,}25 \times 10^{18}}{1{,}6 \times 10^{20}} \text{ ou } \frac{6{,}25}{1{,}6} \times 10^{-2} = 4{,}4 \times 10^{-2} \text{ cm/seconde} = 0{,}44 \text{ millimètres/seconde}$$

On voit donc bien ainsi que la vitesse des électrons est très faible.

Dans les appareils électriques de fabrication ordinaire on admet couramment des densités de courant de 3 ampères par millimètre carré de section. La vitesse des électrons, dans le cuivre est alors de l'ordre de 1 centimètre par seconde (0,82 exactement)

Dans un conducteur ou les électrons libres sont moins nombreux par unité de volume que dans le cuivre, il faut communiquer aux électrons une plus grande vitesse pour obtenir la même intensité. Il y a donc une plus grande chute de tension. C'est ce qu'on traduit en disant que la résistivité est plus élevée.

Les électrons se repoussent mutuellement. Mais, dans un conducteur cet effet est masqué par la présence des ions positifs (atomes ayant perdu un électron). Il n'en est pas de même dans le vide.

Dans ce cas, il est impossible d'obtenir une grande densité d'électrons. Il faut alors nécessairement leur communiquer une très grande vitesse. C'est pour cette raison que la chute de tension est importante dans les tubes à vide.

CHAPITRE IV

Électrochimie et électrolyse

40. — Généralités. Hypothèse d'Arrhenius. — Pour expliquer le passage du courant électrique à travers les conducteurs solides, il nous a fallu décrire brièvement l'arrangement et la constitution des atomes. Nous nous trouvons en présence de la même nécessité pour exposer comment le courant électrique circule à travers les *solutions salines* ou *électrolytes.*

Nous savons déjà que les molécules des corps simples sont des assemblages d'atomes identiques et nous savons qu'un atome comporte un noyau positif autour duquel circule un essaim d'électrons planétaires.

S'il s'agit d'un corps composé, les molécules sont constituées par l'assemblage des atomes des composants. Ainsi, la molécule du *chlorure de sodium* (le vulgaire sel de cuisine) comporte un atome de chlore et un atome de sodium.

Nous savons aussi que, sous certaines influences, des atomes peuvent perdre des électrons, ou, au contraire, acquérir des électrons supplémentaires. Mais, dans ces conditions, on comprend que l'atome n'est plus électriquement neutre, il cesse, d'ailleurs, d'être un atome pour devenir un *ion.*

Suivant qu'il s'agira d'un ion comportant un électron en supplément ou un électron en moins, on dira qu'il s'agit d'un *anion* ou d'un *cathion*

Or, fait important découvert par le Suédois *Arrhenius :* dans une solution de sel marin, il existe non seulement des molécules de chlorure de sodium, mais des *anions chlore et* des *cathions sodium.* De même, dans une solution de chlorure de cuivre, il y a des anions chlore et des cathions cuivre. On ne saurait trop souligner l'importance de cette remarque qui permet d'expliquer la conductibilité des solutions. La richesse relative en ions et en molécules complètes dépend, d'ailleurs, de la concentration de la solution.

Ainsi, à une température de 18°, pour une solution qui comporte 1 gramme de sel marin par litre, plus de 90 % des molécules sont décomposées en ions.

Puisque les ions ne sont pas électriquement neutres, il est facile de

prévoir qu'ils doivent se mouvoir dans un *champ électrique*. On peut créer un tel champ en plongeant dans la solution saline, deux électrodes reliées à une source de courant (fig. 26).

Puisque les ions ne sont pas électriquement neutres, ils vont suivre les lignes de force du champ électrique. Les ions chlore, négativement électrisés, vont se diriger vers le pôle positif ou anode, les ions sodium positivement électrisés, iront vers le pôle négatif ou cathode.

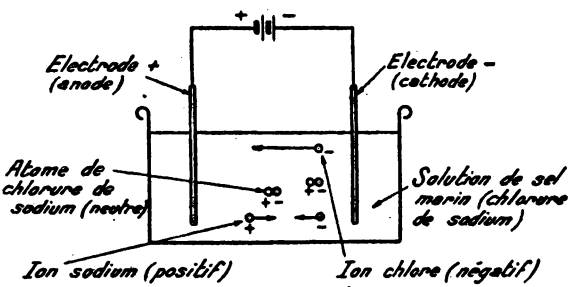

Electrode + (anode)
Electrode - (cathode)
Atome de chlorure de sodium (neutre)
Solution de sel marin (chlorure de sodium)
Ion sodium (positif)
Ion chlore (négatif)

Fig. 26.

Nous aurons donc un transport de charges électriques dans le liquide; *c'est-à-dire un courant électrique*. Le transport de l'électricité n'est pas ici assuré par des électrons, mais par des *ions*. Il y a, nous allons le noter, une différence capitale.

41. — Arrivée aux électrodes. — Lorsqu'un anion « chlore », après avoir cheminé dans la solution, encore appelée *électrolyte*, arrive en contact avec l'anode, il se trouve en présence d'un corps privé d'électrons (puisqu'il est positivement électrisé). L'anion, anormalement riche, perd son supplément d'électrons et redevient un atome de chlore gazeux, qui se dégagerait s'il n'y avait pas de phénomènes secondaires, dont nous parlerons plus loin.

Lorsqu'un cathion sodium arrive à la cathode il trouve là un supplément d'électrons, puisque, par définition, cette cathode est négativement électrisée.

Il peut donc compléter sa collection d'électrons et cesser d'être un ion pour redevenir un *atome sodium*.

Le phénomène se poursuit ainsi, parce que, à mesure qu'il y a production de chlore et de sodium, la concentration de la solution en sel marin diminue de plus en plus, ce qui provoque la séparation de nouveaux ions.

42. — Phénomènes chimiques secondaires. — Mais, en réalité, dans ce cas particulier, on ne trouve, aux électrodes, ni sodium ni chlore, parce que des réactions chimiques secondaires interviennent pour masquer la nature du phénomène.

Le sodium est un métal très oxydable qui a la propriété de décomposer l'eau pour s'emparer de son oxygène et libérer l'hydrogène qu'elle contient. Quand on met un morceau de sodium dans l'eau, on voit un dégagement gazeux se produire et le récipient contient ensuite une solution de soude.....

Aussi, dès qu'un atome de sodium est présent à la cathode, il est transformé en soude avec dégagement d'hydrogène que l'on voit apparaître sous forme de bulles gazeuses le long de la cathode.

De même, le chlore naissant à l'anode est absorbé par la solution de soude produite à la cathode pour donner naissance à un autre composé.

En matière d'électrolyse, il est très fréquent que ces phénomènes secondaires viennent masquer le véritable aspect des choses.

43. — Énergie nécessaire pour produire l'électrolyse. Force contre-électromotrice [1]. — Dans les premières expériences signalées dans cet ouvrage nous avons observé que le conducteur parcouru par un flux électronique était le siège d'un échauffement.

Lorsque le conducteur est une résistance simple, toute l'énergie électrique est transformée en chaleur.

Il n'en est pas de même pour les conducteurs électrolytiques. Des expériences précises nous montreraient *qu'une partie seulement de l'énergie est transformée en chaleur;* l'autre partie, étant employée au travail de triage des ions. On verrait alors que la solution oppose au passage du courant, non seulement *une résistance* mais encore une force *contre-électromotrice.* Il est intéressant de chercher quelles raisons rendent nécessaires ce travail supplémentaire, car, si le courant produit du travail sous l'influence d'une *force électromotrice,* il faut fournir du travail pour vaincre une *force contre-électromotrice* [2].

Si nous voulons produire du sel marin, à partir de ses composants : sodium et chlore, nous observerons que la réaction chimique ainsi déclanchée s'accompagne d'un dégagement de chaleur. En d'autres termes, la réaction est *exothermique.*

Pour effectuer l'opération inverse, il faut restituer au sel marin l'énergie calorifique produite lors de sa constitution. Il est facile de montrer que le travail effectué par le courant, pour vaincre la force contre-électromotrice

1. Voir démonstration en appendice, page 56, note I.
2. Voir appendice, page 57, note II.

est précisément égal au travail qu'on aurait pu effectuer avec le dégagement de chaleur de la réaction.

Pour produire l'électrolyse, il est nécessaire que la force électromotrice utilisée soit supérieure à la force contre-électromotrice.

44. — Différence entre la conductibilité électrolytique et la conductibilité métallique. — Dans les métaux, les électrons sautent d'atome à atome. Pendant le passage du courant, un atome quelconque peut devenir un ion pendant quelques instants, pour redevenir un atome plus tard, au hasard des déplacements électroniques.

Dans une solution saline, un ion ne cesse d'être un ion qu'au moment où il entre en contact avec une électrode. Suivant sa polarité, il fixe ou il cède un ou plusieurs électrons. Les ions voyagent dans le liquide avec une vitesse très faible : dans les conditions usuelles, *cette vitesse est inférieure à un centimètre par seconde.*

Il importe de souligner que, dans la solution, le passage du courant s'accompagne d'un véritable transport de matière. Il est faux de dire que le courant électrique décompose les solutions salines. Sans aucune intervention de l'électricité, en se dissolvant, un sel se dissocie en ions. Le champ électrique se borne à faire un choix entre les ions de signe contraire, en faisant voyager les uns vers la cathode, les autres vers l'anode.

Un électron ne porte jamais avec lui qu'une charge élémentaire, puisqu'il en est la définition même. Un ion peut porter plusieurs électrons (ou, au contraire, il peut lui manquer plusieurs électrons), on dit alors qu'il est *polyvalent.* Ainsi, la *valence* de l'aluminium est 3 — par exemple.

Les lois de l'électrolyse ont été exprimées par Faraday.

45. — Loi de Faraday [1]. — La structure granulaire de l'électricité permet de comprendre d'une manière simple et logique, qu'une relation doit exister entre les quantités d'électricité qui traversent l'*électrolyte* et le poids des corps qui apparaissent aux électrodes.

En effet, chaque ion se transforme en atome quand il arrive à l'électrode mais cette transformation nécessite la fixation (ou l'abandon) d'un électron si le corps est *monovalent,* de deux s'il est *bivalent,* etc...

On saisit le rôle de la *valence* et sa signification physique.

Un sel est considéré comme l'association d'un *métal* et d'un *radical* — dans certains cas, comme dans les acides, le radical est associé à l'hydrogène. Ainsi le sulfate de zinc SO^4Zn est constitué par l'association *Zn* (zinc) et SO^4 (radical).

1. Voir démonstration en appendice, page 56.

La loi de Faraday permet de calculer le poids d'un métal déposé à la cathode par le passage d'une quantité donnée d'électricité.

$$M = \frac{1}{96\,500}\frac{A}{n} Q :$$

ou, encore, dans le cas d'un courant continu d'intensité I

$$M = \frac{1}{96\,500}\frac{A}{n} It.$$

A étant la masse atomique du corps considéré,

n sa valence,

M est donné en grammes quand Q est donné en *coulombs*, ou I en *ampères* et t en *secondes*.

Le nombre $\frac{A}{n}$ est appelé *équivalent électrochimique* du corps.

La quantité d'électricité égale à 96 500 est souvent appelée 1 ***Faraday***.

On déduit de la formule précédente qu'il faut 1 Faraday pour libérer la quantité $\frac{A}{n}$.

Dans le cas de corps monovalent $\frac{A}{n}$ se confond évidemment avec A, poids atomique du corps.

46. — Applications de l'électrolyse. — L'unique exemple signalé permet de comprendre qu'on peut utiliser le courant électrique pour faciliter ou provoquer des réactions chimiques déterminées. L'*électrochimie* est aujourd'hui une branche industrielle fort importante. D'innombrables corps sont préparés par voie électrolytique : eau oxygénée, soude, potasse, hypochlorites ou eau de Javel, etc.....

La galvanoplastie, qui est une application immédiate de l'électrolyse, permet de recouvrir les corps d'un dépôt métallique quelconque : nickelage, chromage, argenture, dorure, etc.....

Supposons que nous voulions recouvrir un objet métallique quelconque d'un dépôt de cuivre. Nous préparerons une solution de sulfate de cuivre. Une des électrodes, reliée au pôle positif de la source (dont la tension est supérieure à la force contre-électromotrice de la solution), sera constituée par une plaque de cuivre; l'autre, reliée au pôle négatif sera constituée par l'objet à cuivrer.

Les ions cuivre se dirigeront vers la cathode et produiront un dépôt métallique.

A l'anode, il y aura production d'acide sulfurique, qui attaquant le

cuivre, produira de nouveau du sulfate de cuivre. La solution ne s'appauvrira donc pas, mais l'électrode positive semblera peu à peu fondre dans le liquide. Nous aurons ainsi réalisé un véritable transport de métal.

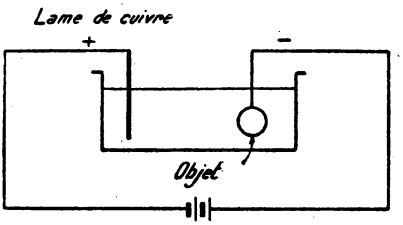


Fig. 27.

Ce système est utilisé pour obtenir le raffinage électrolytique du cuivre. C'est le principe de l'*anode soluble* (fig. 27).

APPENDICE DU CHAPITRE IV

I. — Démonstration électronique des lois de l'électrolyse

1) *Loi d'Ohm.* — Une solution saline contient des anions A, des cathions C, des molécules neutres A/C et les molécules de l'eau de solution qui sont, elles aussi, électriquement neutres.

Lorsqu'on applique un champ électrique E entre deux points du liquide séparés par une distance l on détermine une vitesse d'entraînement v_1 pour les anions A et une vitesse de signe contraire v_2 pour les cathions.

Un raisonnement, exactement calqué sur celui que nous avons établi pour la conductibilité métallique, nous permet d'écrire que la quantité d'électricité (coulombs) transportée en une seconde, ou intensité de courant (ampères) est de la forme :

$$I = KeSv$$

formule dans laquelle K représente le nombre d'ions libres par cm^3 de l'électrolyte, v la vitesse de déplacement, e la charge de chaque ion et S la section considérée du liquide.

Mais ici il y a deux sortes de charges qui ont des signes contraires et qui se déplacent aussi en sens contraire.

La vitesse de déplacement des anions et des cathions est proportionnelle à l'intensité du champ électrique E et aussi à un facteur qui dépend de leur masse, c'est-à-dire de leur nature. On peut, en tenant compte de ce que les charges sont de signe contraire, écrire :

$$v_1 = -U_1E$$
$$v_2 = +U_2E.$$

La tension entre les électrodes distances de l est V.

La valeur du champ est :

$$E = \frac{V}{l}.$$

Nous pouvons maintenant écrire l'expression qui donne la valeur de l'intensité.

$$I = Ks\ (-\ e)\ (-\ U_1\ E) + Kse\ U_2E$$

ou

$$Ke\ (U_1 + U_2)\ \frac{s}{l}\ V \qquad (1)$$

expression de même forme que la loi d'Ohm.

2) *Loi de Faraday.* — On appelle *molécule-gramme* d'un corps, la masse de ce corps qui renferme un certain nombre N de molécules, ou *nombre d'Avogadro.* Ce nombre N est d'environ $60{,}5 \times 10^{22}$.

Chaque fois qu'un cathion, après avoir voyagé dans l'électrolyte, arrive à la cathode (qui possède un supplément d'électrons) il lui soustrait un électron et redevient un atome normal. En définitive, cet électron est nécessairement fourni par la source de courant. Or, la charge d'un électron est de :

$$1{,}6 \times 10^{-19} \text{ coulombs.}$$

La quantité d'électricité pour libérer un atome-gramme A d'un corps quelconque monovalent est donc :

$$60{,}5 \times 10^{22} \times 1{,}6 \times 10^{-19}$$

soit 96 500 Coulombs environ.

La valeur 96 500 est dite 1 *Faraday.*

Mais certains ions n'ont pas un seul, mais n électrons en supplément (ou en moins). Le nombre n, qui joue un grand rôle, en chimie est la *valence.*

Il faut alors $96\,500 \times n$ coulombs pour produire la libération d'un atome-gramme.

Inversement, Q coulombs, en traversant une solution d'un sel d'un corps d'une masse atomique A et de valence n libéreront :

$$\text{M grammes} = \frac{1}{96\,500}\ \frac{A}{n}\ Q.$$

II. — Force contre-électromotrice.

Lors de la formation d'un sel à partir de ses composants (chlore et sodium, dans le cas du chlorure de sodium) il y a production de chaleur; en d'autres termes, la réaction est *exothermique.* Pour opérer la transformation inverse il faut nécessairement fournir la même quantité de chaleur (calories). L'énergie correspondante est fournie par la source de courant.

Soit W l'énergie dégagée lors de la formation d'une molécule-gramme (chaleur de réaction).

Pour libérer cette même molécule gramme, il faut que la source de courant fournisse :

$$96\,500 \times n \text{ coulombs.}$$

Le quotient $\frac{W}{96\,500 \times n}\ \left(\frac{\text{Joules}}{\text{Coulombs}}\right)$ de même forme qu'une tension est appelé : *Force contre-électromotrice* et s'exprime, naturellement, en volts parce qu'on peut poser que le travail (Joules) est produit par une force électromotrice E qui fournit un courant I pendant un temps t, soit E I t joules.

La quantité d'électricité correspondante est I t coulombs.

Le rapport donne :

$$\frac{EIt}{It} \text{ soit E qui s'exprime en volts.}$$

En termes plus explicites, *on dira que la force contre-électromotrice d'une solution est de 1 volt quand une énergie chimique de 1 Joule est produite par le passage de 1 Coulomb.*

Il ne faut pas confondre *la force contre-électromotrice* avec la *résistance* de la solution. La force contre-électromotrice est indépendante de la concentration, de la distance et de la surface des électrodes. Il n'en est pas de même pour la résistance.

Nota. — La formule (1) permet de calculer la vitesse de migration des ions dans la solution. Celle-ci est toujours extrêmement faible.

Si l'on fait le calcul pour les ions sodium et chlore placés entre des électrodes distantes de 4 cm., portées à une tension de 4 volts (champ électrique de 1 volt par centimètre), on trouve que les ions sodium parcourent environ 0,25 *mm. à la minute* et les ions chlore un peu moins de 0,5 mm.

Rappelons que la vitesse de déplacement imposée aux électrons d'un métal par un champ électrique de même grandeur, tout en demeurant relativement faible par rapport à la vitesse de l'électricité, est cependant 100 000 fois plus grande.

APPENDICE CHAPITRE IV

Conductibilité électrique dans le cas des corps semi-conducteurs

Nous avons distingué les métaux qui sont des corps bons conducteurs, parce qu'ils possèdent des électrons libres, et les métalloïdes qui sont des diélectriques, parce qu'ils n'ont pas d'électrons libres. Il existe une catégorie intermédiaire qui est celle des *semi-conducteurs*, à laquelle appartiennent en particulier : le carbone, le silicium et le germanium.

A l'état de pureté rigoureusement parfaite et à la température du zéro absolu, ces corps seraient des isolants parfaits.

Mais ils deviennent conducteurs, sous l'influence de la température parce que les mouvements d'agitation thermique provoquent la rupture de quelques liaisons électroniques. Les porteurs de charge ainsi libérés assurent une certaine conductibilité. On dit alors qu'il s'agit de conductibilité intrinsèque.

La présence de certaines impuretés en quantités extraordinairement faible a pour conséquence de rendre ces corps conducteurs.

Suivant la nature de l'impureté on est en présence de conductibilité N (par charge négative) ou de conductibilité P (par charge positive). Dans le premier cas, les porteurs de charge sont des électrons, dans le second cas ce sont des « trous ». On nomme ainsi l'endroit du réseau cristallin ou se manifeste l'absence d'un électron qui devrait normalement s'y trouver. Les « trous » sont mobiles dans le réseau cristallin et peuvent ainsi assurer le transport d'une charge électronique.

Les applications des semi-conducteurs à l'électronique sont de plus en plus nombreuses (diodes, redresseurs, transistors). Nous en traiterons aux tomes II et III de cette nouvelle édition.

CHAPITRE V

Production de l'électricité. Piles et accumulateurs.

47. — **Généralités.** — La pile électrique que nous avons étudiée au début de cet ouvrage est un générateur d'électricité, c'est-à-dire un dispositif capable de maintenir entre ses bornes une *différence de potentiel*, grâce à l'action d'une *force électromotrice*.

Nous sommes maintenant en mesure d'en comprendre le fonctionnement.

Lorsqu'on plonge une tige de métal dans un liquide, des ions du métal se diffusent. L'effet est particulièrement net avec certains métaux, comme le zinc. Ainsi, quand nous avons plongé le zinc dans l'eau acidulée, certains ions positifs ont quitté la surface de l'électrode pour s'en aller dans le liquide. Mais chaque ion qui quitte le zinc laisse des électrons sur le métal.

Il existe donc entre le zinc et les ions vagabonds, ou le liquide, une certaine *différence de potentiel*. Celle-ci ne peut augmenter au delà d'une certaine valeur parce que les ions sont soumis à une force de plus en plus grande à mesure que le métal devient plus négatif.

Un effet analogue se produit à l'autre électrode mais le cuivre a beaucoup moins tendance à diffuser des ions, si bien que la tension négative de cette seconde électrode, par rapport au liquide, est beaucoup moins importante. *C'est dire qu'elle est positive par rapport à l'électrode de zinc.*

Si nous relions les deux électrodes par un fil extérieur, l'équilibre tend à s'établir. Mais le passage du courant dans l'électrolyte y détermine des phénomènes que nous venons d'étudier dans le chapitre IV. Il y a production d'hydrogène à la cathode et dissolution du zinc à l'anode, avec production d'un sel de zinc.

Au début de cet ouvrage, nous avons insisté sur la nécessité d'employer une électrode *de zinc pur*. L'expérience montre, en effet, qu'une électrode de zinc, non chimiquement pure (le zinc à gouttières, par exemple) est attaquée d'une manière continue et ne tarde pas à se dissoudre dans l'électrolyte, avec dégagement d'hydrogène. C'est, malgré les apparences, à l'électricité qu'il faut attribuer ce fait. Les impuretés contenues dans

le zinc, se comportent comme des électrodes positives. C'est donc autant de piles élémentaires qui se manifestent. Comme il y a forcément contact entre ces impuretés et le zinc, ces piles fournissent constamment du courant d'où l'apparence observée.

48. — Phénomènes de polarisation (fig. 28). — Constituons une pile comme nous l'avons décrit, en plaçant dans l'eau acidulée, un crayon de cuivre et un crayon de zinc. Fermons le circuit sur un appareil de mesure capable d'indiquer l'intensité du courant. Après quelques secondes de fonctionnement nous observerons que cette intensité diminue rapidement pour devenir presque nulle au bout de quelques minutes. On dit que la pile est *polarisée.*

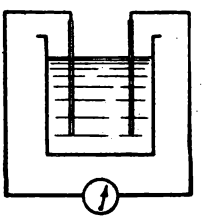


Fig. 28.

Ce terme consacré est d'ailleurs bien mal choisi et prête à confusion.

Si nous laissons la pile au repos elle peut fonctionner de nouveau, après quelques minutes. Il est impossible, dans ces conditions, d'obtenir du générateur un fonctionnement régulier et constant.

Le phénomène de la *polarisation* est facile à expliquer : une gaine d'hydrogène se forme autour de l'électrode positive et l'isole de l'électrolyte. Les électrons ne peuvent point franchir cette couche gazeuse et le courant cesse de circuler. Après quelques minutes de repos, la gaine d'hydrogène a disparu et la pile peut fonctionner de nouveau.

49. — Emploi de dépolarisants. Anciennes piles. — Pour qu'une pile puisse fournir du courant d'une manière continue, il faut éviter le phénomène de la polarisation. Il suffira, pour cela, d'absorber chimiquement l'hydrogène au fur et à mesure de sa formation. On obtiendra cet effet en disposant autour du pôle positif des corps riches en oxygène qui ont la propriété de se combiner avec l'hydrogène naissant autour de l'électrode.

Les dépolarisants peuvent être solides ou liquides. Ainsi dans la pile *Leclanché,* qui utilise la réaction du zinc et de chlorure d'ammonium (sel ammoniac) le dépolarisant placé dans le vase poreux est du *bioxyde de manganèse* (fig. 29).

Les piles sèches sont des piles Leclanché dans lesquelles le liquide a été immobilisé.

On a utilisé, comme dépolarisant, certains acides, en particulier l'*acide chromique* (Pile au bichromate ou pile bouteille).

On peut même, à l'aide de certains artifices, se servir de l'oxygène de l'air pour éviter la polarisation *(pile Fery)* (fig. 30).

Jadis, les piles constituaient le moyen le plus pratique pour obtenir une force électromotrice constante. C'est pourquoi les chercheurs ont, à ce sujet, donné libre cours à leur imagination. Les anciens manuels

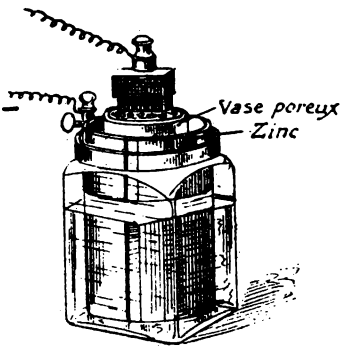


Fig. 29.

décrivaient des dizaines de modèles de piles : piles Daniell, pile Bunsen, etc.....

Aujourd'hui, seule la pile Leclanché, sous la forme sèche, est encore pratiquement utilisée. On trouvera, en fin de chapitre, quelques renseignements sur d'anciens modèles de piles.

50. — Reversibilité des phénomènes électriques. Principe des accumulateurs. — Nous aurons, bien souvent, l'occasion d'observer que les phénomènes électriques sont réversibles. Nous avons déjà reconnu le fait pour la pile et la cuve électrolytique.

En plongeant deux électrodes dans une solution acide, on peut observer la dissolution d'une électrode dans le milieu — avec *production* d'électricité ou, au contraire, le phénomène inverse, avec *absorption* d'énergie électrique.

L'*accumulateur électrique* fournit un exemple peut-être encore plus net de ce phénomène.

Dans de l'acide sulfurique étendu, plongeons deux lames de plomb. Une des électrodes ainsi constituée est reliée au pôle positif d'une source électrique de quelques volts, l'autre au pôle négatif.

Après que le courant a passé pendant quelques minutes, nous observons un dégagement d'oxygène sur l'électrode positive et d'hydrogène

sur le pôle négatif. Si nous coupons la liaison avec la source de courant, nous observerons qu'il existe maintenant une différence de potentiel entre les deux lames de plomb. C'est une véritable pile que nous avons créée. Un examen attentif nous montrerait que les deux lames de plomb ne sont plus identiques : la lame positive, devenue rougeâtre ou noirâtre, est recouverte *d'un oxyde de plomb*, l'autre d'un gris clair, présente une *surface de plomb pur*, alors, qu'avant usage, elle était superficiellement oxydée comme toute lame de plomb ayant séjourné à l'air.

L'accumulateur ainsi constitué pourra fournir une certaine quantité d'électricité. Lorsque le courant cessera, nous observerons que les deux électrodes sont redevenues semblables et présentent une surface oxydée.

En le reliant de nouveau à la source, nous pourrons provoquer une nouvelle dissymétrie des électrodes et obtenir une nouvelle décharge.

Tout se passe donc extérieurement comme si l'énergie électrique *s'accumulait* dans les électrodes, d'où le nom *d'accumulateurs*.

51. — Accumulateurs au plomb. — Le terme de *pile secondaire*, qui a été quelque peu utilisé, serait d'ailleurs, bien préférable. En effet, dans un accumulateur *chargé*, il n'y a, en réalité, pas plus d'électricité que dans un accumulateur déchargé. La constitution chimique des électrodes est différente et, s'il y a accumulation d'énergie, c'est uniquement accumulation *d'énergie chimique*.

Le principe de l'accumulateur au plomb a été exposé dans le paragraphe précédent. Son inventeur est *Gaston Planté* (1834-1889), physicien français qui le créa à très peu de chose près sous la forme pratique qu'il a encore aujourd'hui.

Le premier accumulateur était réalisé comme nous venons de le décrire. Les actions électriques se produisaient en surface. Ce n'est qu'après une longue série de charges et de décharges que l'action gagnait en profondeur, augmentant ainsi la *capacité* [1] de l'accumulateur, c'est-à-dire son aptitude à emmagasiner une quantité de plus en plus grande d'énergie chimique et à la restituer sous la forme électrique. On disait alors que l'élément d'accumulateur était *formé*.

A cette *formation naturelle*, Planté substitua la *formation artificielle*. La plaque positive est constituée par un grillage de plomb, empâté de *minium* (qui est un oxyde de plomb). La plaque négative est empâtée avec un autre oxyde de plomb *(litharge)*. Après la première charge l'accumulateur peut atteindre une capacité considérable.

1. Voir en appendice page 68. Note II.

Par contre, cet accumulateur dit à *plaques empâtées* est beaucoup plus fragile. Une intensité de décharge exagérée se traduit par des déformations mécaniques qui peuvent faire tomber la *matière active* au fond des bacs, provoquant ainsi des court-circuits ou, tout au moins, une diminution considérable de capacité.

Une des qualités principales de l'accumulateur au plomb est la faiblesse de sa résistance intérieure. Cela permet, sous une faible tension, d'obtenir des intensités considérables et, par conséquent, une grande puissance électrique. C'est cette raison qui a fait, malgré de nombreux autres défauts, adopter l'accumulateur au plomb pour le démarrage des moteurs d'automobiles. Pour la mise en route du moteur, une batterie de voiture peut fournir 150 ampères, ce qui sous 6 volts, donne une puissance instantanée de $150 \times 6 = 900$ watts, c'est-à-dire notablement plus d'un cheval vapeur.....

52. — Autres accumulateurs. — L'accumulateur au plomb a le défaut d'être lourd et fragile. Dans le but de trouver mieux, de nombreux inventeurs ont imaginé d'autres solutions. On a cherché dans toutes les directions. On a vu naître des accumulateurs à l'iode, des accumulateurs au zinc-plomb, etc..... Les seuls qui aient vraiment un intérêt industriel sont les accumulateurs alcalins du type Edison. Les électrodes sont respectivement de fer et de nickel ou de cadmium et de nickel et plongent dans un milieu alcalin (solution de potasse caustique). Le rendement est inférieur à celui de l'accumulateur au plomb; par contre l'accumulateur fer-nickel ou cadmium-nickel, est beaucoup plus robuste et ne craint ni les chocs mécaniques, ni les mises en court-circuit.

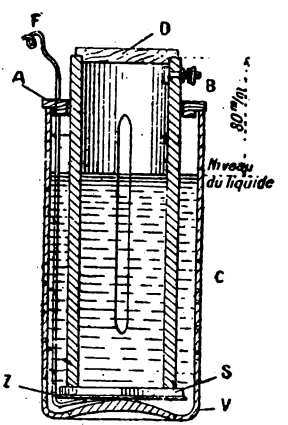


Fig. 30.

Par contre, il est beaucoup plus coûteux. Sa résistance interne est plus grande et, au cours de la décharge, la tension varie dans des limites beaucoup plus étendues.

53. — Photo-électricité. Cellule à vide. — La physique moderne met à notre disposition d'autres moyens que la chimie pour libérer l'électron de l'atome. Dans certaines conditions, un simple rayon lumineux peut produire cet effet. C'est précisément ce phénomène qu'on met

en œuvre dans la *cellule photoélectrique*, instrument qui a permis de réaliser le cinéma sonore sous sa forme actuelle et qui est à la base de la télévision.

La cellule à vide est très simplement réalisée sous la forme suivante : une ampoule dans laquelle on a fait le vide, sur une paroi on a déposé une mince couche d'un métal alcalin (sodium, potassium, caesium, etc.....) qui constitue la cathode; l'anode est un fil métallique, disposé sous forme d'anneau ou d'un grillage à larges mailles (fig. 31).

Le circuit est fermé sur un appareil de mesure assez sensible pour déceler des intensités de courants extraordinairement petites. On observe le passage d'un courant chaque fois que la cellule est éclairée, traduisant ainsi l'existence d'une différence de potentiel entre les électrodes.

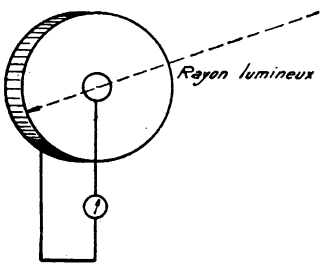


Fig. 31.

Certains métaux, comme le potassium, perdent des électrons avec assez de facilité pour que le simple choc d'un rayon lumineux puisse produire ce phénomène d'une manière observable. Les électrons libérés sont captés par l'anode et donnent naissance au courant photoélectrique.

Néanmoins, il faut observer que la photo-électricité est un phénomène absolument général. Avec certains corps comme le cuivre ou le platine, l'effet photo-électrique est très faible. Il est déjà notable avec le zinc et peut être facilement mis en évidence.

Pratiquement, à l'aide d'une source appropriée, on porte l'anode à une tension positive par rapport à la cathode. Le phénomène est beaucoup plus net parce que les électrons libérés, ainsi placés dans un champ électrique, sont attirés par l'anode.

Les courants produits par l'effet photoélectrique sont extrêmement faibles et on est dans l'obligation de les amplifier pour en obtenir des effets facilement observables. Le courant qui traverse une cellule est de quelques microampères, c'est-à-dire de quelques millionièmes d'ampère (fig. 32).

On augmente notablement la sensibilité de la cellule en introduisant dans l'ampoule un gaz inerte, sous une très faible pression. On constate alors, à l'inverse de ce qu'on observe avec une cellule à vide, que le courant photoélectrique augmente continuellement avec la tension appliquée à la cellule.

Par contre, il ne faut pas dépasser une certaine tension (de l'ordre de

150 volts, en général) sinon la cellule est le siège d'une décharge lumineuse qui peut la détériorer gravement (fig. 33).

On peut expliquer le fonctionnement de la cellule à gaz de la manière suivante :

Les électrons libérés par le rayonnement lumineux heurtent certaines molécules du gaz inerte. Celles-ci, sous l'influence de ce bombardement, perdent des électrons et deviennent des ions [1]. Les électrons libérés s'en

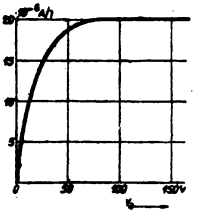


Fig. 32.

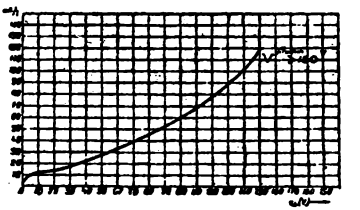


Fig. 33.

vont vers l'anode et augmentent le courant, tandis que les ions s'en vont vers la cathode. Les uns comme les autres peuvent, dans ce voyage, heurter d'autres molécules et déterminer de nouvelles ionisations. On est donc en présence d'un phénomène de multiplication qu'on pourrait appeler *auto-amplification*. Ce phénomène devient de plus en plus net quand on augmente la tension parce que la vitesse des électrons et des ions augmente en même temps.

Mais, pour un gaz donné, il existe une tension *d'amorçage*. Si l'on atteint cette limite on voit naître la décharge lumineuse ou *illumination*.

Les cellules à gaz, si elles ont l'avantage de la sensibilité, présentent néanmoins des inconvénients graves. L'intensité de courant dépend, non seulement de l'intensité lumineuse, mais de la tension appliquée. D'autre part, elles présentent le *phénomène d'inertie*, il faut entendre par là que les variations de courant ne suivent pas instantanément les variations du rayonnement, quand celles-ci sont très rapides. L'inertie est due au fait que le processus d'ionisation d'un gaz n'est pas un phénomène instantané.

54. — Cellules à oxyde. — Un autre type de cellule photoélectrique tend aujourd'hui à avoir des applications très nombreuses, c'est la cellule à oxyde.

On observe qu'un rayon lumineux fait naître une force électromotrice

1. Voir chapitre IV, n° 40.

au contact d'un *conducteur* et d'un *semi-conducteur*. On utilisera, par exemple, le cuivre comme conducteur et l'*oxyde cuivreux* comme semi-conducteur.

Une telle cellule peut fournir *directement* des tensions de l'ordre de 0,1 volt qui sont, par conséquent, facilement mises en évidence. *Elles sont*

Fig. 34.

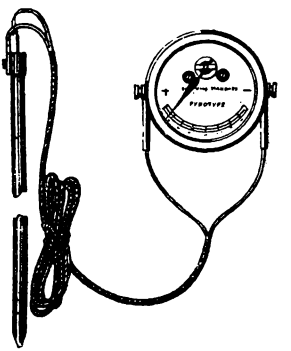


Fig. 35.

assez grandes pour actionner directement un appareil de mesure d'un modèle usuel ou même un relais.

Ces cellules présentent des effets analogues à l'effet d'inertie, ce qui interdit leur emploi dans certaines applications comme le cinéma sonore, par exemple.

Par contre, elles permettent de constituer des appareils pour mesurer des éclairements (luxmètre, exposemètre pour photographie ou cinéma); elles peuvent servir à commander des relais; elles permettent les comparaisons d'opacité ou de transparence, le comptage automatique des objets manufacturés, etc.....

55. — Thermo-électricité. Sondes thermoélectriques. Thermocouples. — Soudons, par exemple, un fil de cuivre et un fil de zinc. Si l'on échauffe l'endroit soudé, on observe qu'il devient le siège d'une force électromotrice *thermoélectrique*. Il est ainsi possible de transformer *directement* la chaleur en électricité. La force électromotrice dépend de la température de la soudure ainsi que de la nature des conducteurs; elle est toujours très faible.

Le phénomène est utilisé couramment pour mesurer les températures développées dans un four, par exemple figure 35.

En radio, on utilise le même effet pour certaines mesures de précision. Le courant dont on veut apprécier l'intensité, traverse un élément résistant; celui-ci se chauffe et sert à élever la température d'une soudure. En mesurant la force électromotrice développée on connaît l'intensité du courant primitif. L'appareil se nomme un *thermo-couple:* Nous aurons l'occasion de développer son utilité par la suite.

56. — Piézo-électricité. — Lorsqu'on comprime certains cristaux, comme le quartz, le sel de Seignette, la tourmaline, on fait naître sur les faces opposées des charges de signe contraire. En d'autres termes, on fait affluer les électrons sur une face en les raréfiant sur l'autre. On provoque ainsi l'apparition d'une force électromotrice d'origine *piézo-électrique.*

Le phénomène est réversible; ce qui veut dire que le cristal se dilate ou se contracte suivant qu'on lui applique une différence de potentiel, dans un sens ou dans l'autre.

C'est encore un phénomène qui a reçu des applications pratiques importantes et quelque peu inattendues (microphone ou pick-up à cristal). En particulier, nous reviendrons par la suite, sur l'emploi des lames de quartz comme étalons de fréquence.

APPENDICE DU CHAPITRE V

I. — Note sur quelques générateurs électrochimiques.

Les éléments dépolarisants doivent être mis en contact avec l'électrode positive. On peut, soit les incorporer au liquide, soit les séparer à l'aide d'un vase poreux (cas des piles Daniell et Leclanché).

Elément Daniell (*fig.* 36).

L'électrode positive est une lame de cuivre qui plonge dans une solution saturée de sulfate de cuivre (SO^4Cu) contenue dans un vase poreux. L'électrode négative est une lame ou un bâton de zinc qui plonge dans une solution acide de sulfate de zinc.

La présence du vase poreux augmente la résistance interne de la pile.

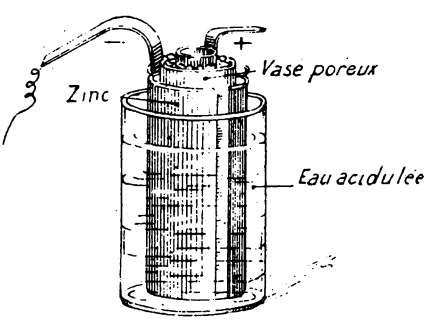


Fig. 36.

Pile Callaud (*fig.* 37).

C'est une ingénieuse modification de la précédente qui a été très longtemps utilisée par les administrations (Chemins de Fer, P. T. T.).

On profite de cette remarque que la densité du sulfate de cuivre est plus élevée que celle du sulfate de zinc. Les deux liquides n'ont donc pas tendance à se mélanger.

On verse au fond du vase une solution saturée de sulfate de cuivre; puis, sur la surface, on verse du sulfate de zinc avec un excès d'acide. Il faut prendre des précautions pour éviter le mélange des deux liquides.

Le pôle positif est constitué par une spirale de cuivre immergée au fond. Un tube

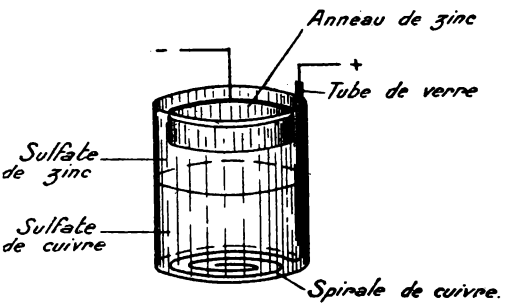


Fig. 37.

de verre isole la connexion de liaison. Le pôle négatif est constitué par un anneau de zinc, maintenu par des crochets dans la partie supérieure du liquide.

La résistance interne de cette pile est très faible. La force électromotrice est de l'ordre de 1 volt.

Pile Leclanché. — Piles sèches.

D'un usage encore assez répandu pour l'alimentation des téléphones d'appartement, des sonneries, etc... la pile Leclanché est réalisée de la manière suivante :

Le pôle positif est une électrode de charbon placée au centre d'un vase poreux empli d'un *mélange de charbon et de bioxyde de manganèse.* Cet ensemble est placé dans une solution de chlorure d'ammonium dans laquelle plonge également le crayon ou la lame de zinc constituant l'électrode négative.

La force électromotrice est de 1,46 volts. La résistance interne est de quelques ohms.

En remplaçant le vase poreux par un « sac » à mailles lâches on peut faire tomber cette résistance à une fraction d'ohm (pile à sac).

Les piles sèches sont constituées de la même manière; le liquide est remplacé par une gelée.

II. Notes pratiques sur les accumulateurs au plomb.

Capacité d'un accumulateur. — La *capacité* d'un accumulateur, c'est la *quantité d'électricité* que sa décharge peut fournir. On utilise généralement l'ampère-heure comme unité de capacité — 1 ampère-heure = 3 600 Coulombs.

En examinant dans quelles conditions on peut mesurer la capacité nous allons noter qu'il ne faut pas attacher à ce terme une signification trop précise.

Considérons un élément d'accumulateur complètement chargé. La tension est de 2 volts environ. Notons immédiatement que cette tension dépend de la concentration de l'électrolyte. Une densité de 30° Baumé donne une force électromotrice de 2,09 volts; pour une densité de 15° Baumé, la force électromotrice n'est que 1,93 volt.

Commençons la décharge. Très rapidement la tension tombe au-dessous de 2 volts (1,9 ou 1,8) et, si l'intensité n'est pas exagérée, elle se maintient pendant longtemps à cette tension (fig. 38).

La *capacité totale* correspondrait évidemment à une décharge poussée jusqu'au moment où la force électromotrice serait nulle. Mais on constate qu'après s'être maintenue constante pendant longtemps, la tension baisse brusquement au-dessous de 1,6 volt.

Or, il est dangereux pour l'accumulateur de prolonger la décharge au delà de ce point. Des réactions complexes se manifestent dans les plaques, réactions qui ne sont que difficilement réversibles et sur lesquelles nous reviendrons plus loin.

Pour la bonne conservation des batteries il est indispensable de ne pas prolonger la décharge au delà du point qui correspond à une tension de 1,8 à 1,7 volt

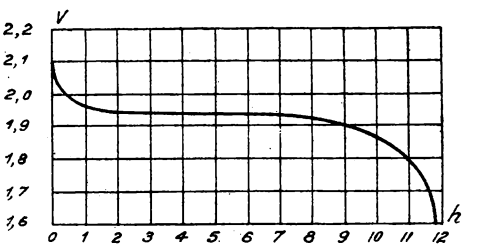


Fig. 38.

On conçoit que la capacité mesurée dans ces conditions puisse notablement différer de la capacité totale. C'est cependant ce chiffre qu'il faut pratiquement considérer.

On observera, avec raison, que cette définition de la capacité manque forcément de précision.

Cette opinion ne peut qu'être renforcée par les considérations suivantes :

La capacité dépend dans de très larges mesures de l'intensité débitée pendant la décharge.

Si un accumulateur avait véritablement une capacité de 10 ampères-heure, on pourrait tout aussi bien exiger de lui une intensité de 1 ampère pendant 10 heures qu'une intensité de 0,1 ampère pendant 100 heures. Mais il n'en est pas ainsi. On constate pratiquement que la capacité varie considérablement avec l'intensité de la décharge. Avec certains types d'accumulateurs, on pourrait fort bien constater une capacité de 100 ampères-heure à régime lent et une capacité de 30 ampères-heure à régime rapide.

Les chiffres donnés par les constructeurs correspondent généralement à une décharge en 10 heures.

Une décharge intermittente augmente notablement la capacité utile.

Rendement des accumulateurs.

Le rendement d'un accumulateur est le rapport entre l'énergie fournie à la charge et l'énergie récupérée à la décharge. En pratique, ce rendement ne dépasse guère 75 %.

III. — Utilisation et entretien des accumulateurs.

Pour conserver en bon état une batterie d'accumulateurs, il faut prendre un certain nombre de précautions élémentaires.

a) **Charge. Aspect des plaques.** — L'intensité de courant de charge ne dépassera pas le dixième de la capacité. Ainsi par exemple, l'intensité maximum de courant de

charge d'une batterie de 50 A. H. sera de 5 ampères. Avec certains modèles de batteries (comme celles qu'on emploie sur les voitures automobiles) un courant plus intense peut être admis.

La charge d'une batterie à intensité exagérée amène une désagrégation de la matière active. Celle-ci tombe au fond du bac et peut produire des court-circuits où, tout au moins, amener une décharge rapide de l'élément à circuit ouvert.

On peut surveiller la charge en vérifiant la tension avec un voltmètre, ou encore, en surveillant la densité de l'électrolyte. Celle-ci varie, en effet, au cours de l'utilisation. Elle sera, par exemple, de 28 ou 30° Baumé à fin de charge et tombera à 22° à fin de décharge.

On considérera un élément comme chargé lorsque sa tension, mesurée aussitôt après avoir coupé le courant de charge, se maintient au-dessus de 2,2 volts. Quand les bacs sont transparents, on peut aussi tirer des conclusions précieuses du simple examen des plaques. Dans un accumulateur complètement chargé, les plaques positives sont d'un brun presque noir, les négatives sont d'un gris clair sans tache. Les unes et les autres sont le siège d'un bouillonnement régulier. Il s'agit du dégagement de l'hydrogène sur les plaques négatives et de l'oxygène sur les positives. *Il faut se garder de soumettre le mélange au contact d'une flamme.* Il s'agit en effet d'un mélange détonant et la violente explosion produite pourrait faire éclater les bacs. En conséquence, il est très imprudent de charger des accumulateurs dans une atmosphère confinée.

Les bulles gazeuses entraînent avec elles des globules d'électrolyte dont l'absorption peut amener rapidement une irritation des voies respiratoires.

b) **Niveau et densité de l'électrolyte.** — Dans le précédent paragraphe nous avons indiqué que la densité de l'électrolyte variait notablement en cours d'utilisation.

Lorsque le niveau tend à baisser il faut le compléter par des additions *d'eau distillée* ou *d'eau de pluie* (fig. 39).

Il ne faut ajouter d'eau acidulée que dans le cas où il y a eu vraiment perte de liquide et non évaporation. (L'acide sulfurique n'est pratiquement pas volatil.)

L'électrolyte sera toujours préparé avec de l'acide sulfurique de la qualité dite « *au soufre* ». Cette préparation demande certaines précautions. La manipulation de l'acide

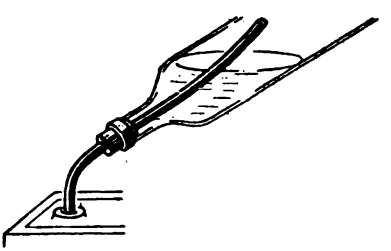


Fig. 39.

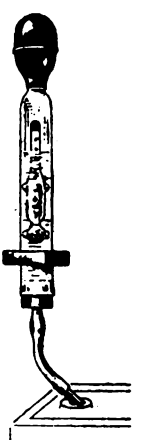


Fig. 40.

sulfurique à 66° est dangereuse. C'est un liquide extrêmement corrosif qui cause de profondes brûlures (vitriol). *Il faut, en particulier, ne jamais verser de l'eau dans l'acide.*

On versera, au contraire, par petites quantités, de l'acide dans l'eau en agitant le mélange avec un tube de verre. Le mélange dégage une grande quantité de cha-

eur. On attendra le refroidissement avant de mesurer la densité à l'aide d'un pèse-acide ».

Il importe que les plaques soient toujours complètement recouvertes par l'électrolyte.

On mesure commodément la densité de l'électrolyte avec un aspiromètre (fig. 40).

En cas de brûlure par l'acide il faut saupoudrer la plaie avec une pincée de magnésie, laisser quelques instants en contact et rincer à l'eau.

L'acide détruit rapidement les étoffes. Si une goutte tombe sur un vêtement il faut mouiller l'endroit taché avec de l'alcali volatil (ammoniac), puis laver aussitôt à grande eau.

c) **Décharge.** — Une intensité de décharge exagérée peut mettre l'accumulateur hors service. En principe, il ne faut pas dépasser, pour les modèles normaux, une intensité égale au dixième de la capacité. Avec certains modèles (accus-piles) l'intensité normale est encore beaucoup plus réduite.

Certains éléments, comme ceux qui équipent les automobiles, peuvent, pendant quelques instants, supporter d'énormes intensités. Ainsi au moment du démarrage, une batterie de 6 volts, peut débiter 150 ampères.....

Une intensité trop élevée amène non seulement la sulfatation des plaques, mais peut produire de véritables déformations mécaniques à la suite desquelles des court-circuits intérieurs peuvent se déclarer.

d) **Sulfatation.** — Une décharge exagérément poussée, un électrolyte à densité trop élevée, l'abandon d'un accumulateur déchargé peuvent amener la sulfatation des plaques.

On observe dans ce cas que les plaques positives ont un aspect brunâtre ou rougeâtre, les plaques négatives sont blanches.

La densité de l'électrolyte est très faible, souvent inférieure à 10° Baumé.

Dès la mise en charge, la tension aux bornes monte exagérément (par suite de la résistance interne trop élevée) et le bouillonnement, qui caractérise habituellement la fin de charge, se manifeste presque aussitôt.

La capacité de l'accumulateur devient négligeable.

Traitement de désulfatation. — Vider l'accumulateur et le remplir avec de l'eau distillée ou de l'eau de pluie.

L'élément sera mis en charge à une intensité extrêmement réduite (le cinquantième de la capacité, par exemple).

Au bout d'une dizaine d'heures de charge on mesurera la densité de l'électrolyte. On trouvera généralement une densité de quelques degrés Baumé. On continuera la charge pendant quelques heures et on vérifiera la densité.

Si celle-ci augmente, le pronostic est bon : le traitement est en bonne voie.

Si, au cours du traitement, la densité dépasse 10°, on videra encore le bac et on le remplira de nouveau avec de l'eau pure ou très faiblement acidulée.

Si le bac est transparent, on constatera que les plaques reprennent peu à peu leur aspect normal.

La sulfatation sera terminée quand les plaques montreront un bouillonnement bien uniforme et qu'elles auront l'aspect que nous avons déjà décrit.

On pourra, à ce moment, vider l'eau, la remplacer par l'électrolyte (de 26 à 30° Baumé) et faire subir à l'accumulateur une charge de quelques heures.

L'emploi d'un électrolyte à trop forte densité augmente la force électromotrice mais facilite la sulfatation.

Nous déconseillons formellement l'emploi des électrolytes ayant pour effet (d'après leur fabricant) de régénérer les accumulateurs.

ACCUMULATEURS

III. Tableau comparatif.

	TENSION ET RÉSISTANCE INTERNE	RENDEMENT	DURÉE	SOLIDITÉ	PRIX
Accumulateurs au plomb	Plus de 2 volts par élément. Cette tension est pratiquement utilisable pendant la durée entière de la décharge. Faible résistance interne.	Bon rendement	*Durée relativement faible pour les batteries à formation artificielle.*	*Fragilité des plaques aux chocs et aux intensités exagérées. Un accumulateur mal soigné se sulfate.*	
Accumulateurs fer ou cadmium nickel	*Tension utile moyenne de 1.2 par élément. Cette tension varie de 1,6 à 0,8 pendant la décharge utile. Résistance interne assez élevée.*	Rendement bon pour les régimes élevés. *Moins bon pour les autres.*	Grande durée des électrodes	Grande solidité mécanique et électrique. La batterie supporte sans dommage sa mise en court-circuit ou les charges très rapides.	*Deux à trois fois plus élevé que celui d'un accumulateur au plomb de même puissance.*

IV. Origine de calcul de la Force électromotrice d'une pile.

Il est facile de prévoir que la force électromotrice d'une pile est, en quelque sorte, réciproque de la force contre-électromotrice d'une cuve d'électrolyse et qu'elles ont la même origine.

Considérons, par exemple, la pile Callaud qui utilise la réaction du sulfate de zinc et du sulfate de cuivre avec des électrodes constituées par des métaux correspondants. En cours du fonctionnement, le zinc se dissout dans le sulfate de zinc et le cuivre du sulfate de cuivre se dépose sur l'anode.....

Mais on pourrait obtenir le même résultat en plongeant une lame de zinc dans une solution de sulfate de cuivre. La lame de zinc se recouvrirait de cuivre et il y aurait formation du sulfate de zinc. En même temps, il y aurait *un dégagement de chaleur ou production d'énergie calorique.* Dans la pile Callaud c'est cette chaleur de réaction qui apparaît *sous la forme électrique.*

Connaissant la *chaleur de réaction*, *les masses atomiques* du cuivre et du zinc, les *valences* (2 pour chacun des deux métaux), on peut refaire le calcul déjà fait à propos de l'électrolyse et l'on trouve ainsi, *uniquement par des considérations théoriques*, la valeur de la force électromotrice de la pile. Le résultat est parfaitement en accord avec l'expérience.

D'ailleurs la pile est évidemment réversible. Si, disposant d'une tension supérieure

à la force électromotrice, on fait circuler un courant en sens inverse, on obtient la réaction inverse, c'est-à-dire que le cuivre se dissout dans la solution et que le zinc se dépose au pôle négatif. Et cela nous permet de connaître le sens précis qu'il faut attribuer aux expressions : *Force électromotrice* et *Force contre-électromotrice.*

La force électromotrice, c'est la cause qui tend à communiquer une certaine vitesse aux charges électriques dans la solution ; c'est-à-dire aux électrons dans le circuit extérieur.

Il serait beaucoup plus logique de dire, avec Marcel Boll, qu'il s'agit d'une force *électron-motrice*, c'est-à-dire qui fait mouvoir les électrons.

DEUXIÈME PARTIE

MAGNÉTISME ET ÉLECTRO-MAGNÉTISME

CHAPITRE VI

Magnétisme.

57. — Généralités. — Les *aimants naturels* sont des fragments de certains oxydes de fer dits *magnétiques* qu'on trouve en abondance dans certains pays, comme la Suède.

Les Grecs connaissaient déjà les *pierres d'aimant* et en ramassaient aux environs d'une ville de l'Asie Mineure, nommée *Magnésia*, d'où le nom de *Magnétisme.*

Ce n'est qu'au XIIe siècle qu'on sut réaliser des aimants artificiels, à l'aide de barreaux de fer de différentes formes.

Les pierres d'aimant présentent la propriété magnétique beaucoup plus faiblement que les aimants artificiels.

58. Propriété des aimants. — Un aimant attire le fer et, à un degré beaucoup moins marqué, le nickel et le cobalt. D'une manière générale, on nomme *substances magnétiques* toutes celles qui sont attirées par l'aimant.

Un aimant possède toujours au moins deux *pôles*, qui sont deux points au voisinage desquels l'action magnétique est la plus intense. Entre les

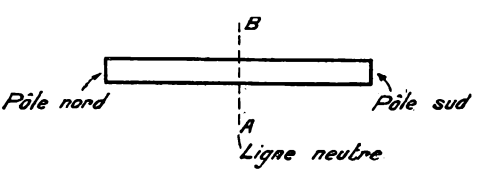


Fig. 41.

deux pôles, on trouve une *ligne neutre* le long de laquelle il n'y a aucune propriété magnétique.

S'il s'agit d'un barreau droit normalement aimanté, les pôles sont vers les deux extrémités et la ligne neutre est, précisément, la ligne médiane (fig. 41). Il est facile d'observer que les deux pôles ont des propriétés différentes.

Si un aimant est suspendu par son centre de gravité, dans un endroit éloigné de tout champ magnétique artificiel, il s'oriente de telle sorte qu'un des pôles, toujours le même, soit dirigé vers le *nord magnétique* (légèrement différent du nord géographique). Ce pôle est dit *pôle nord*, l'autre pôle étant le *pôle sud*. C'est le principe de la *boussole magnétique*, constituée simplement par une légère aiguille aimantée, suspendue sur un pivot (fig. 42).

A l'aide d'un aimant droit et d'une boussole, il est facile d'observer que les pôles de même nom se repoussent et que les pôles de nom contraire s'attirent (fig. 43).

C'est par convention qu'on distingue *pôles nord* et *pôles sud*. On peut

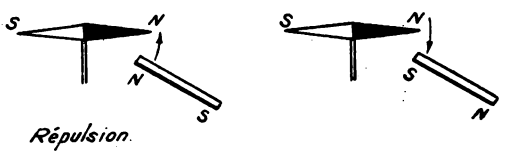


Fig. 42 et 43.

même voir une sorte de contradiction dans ce fait que le *pôle nord* d'un aimant est précisément celui qui est attiré vers le nord géographique.

Un aimant a toujours au moins deux pôles et une ligne neutre. Si nous rompons ou coupons un aimant suivant la ligne neutre A-B (fig. 41) nous faisons immédiatement apparaître deux nouveaux pôles, de part et d'autre de la coupure. Et si nous faisons la même opération sur chacun

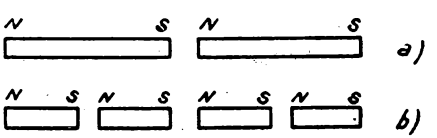


Fig. 44.

des deux fragments (fig. 44) nous constituerons quatre aimants possédant, chacun, deux pôles et une ligne neutre.

Si nous chauffons un aimant, nous constatons que ses propriétés magnétiques diminuent. Si l'échauffement est faible, on observe que l'aimant reprend de lui-même son aimantation primitive. Par contre, si le barreau aimanté est chauffé au rouge, il perd définitivement toute aimantation. Un morceau de fer porté au rouge n'est pas attiré par un aimant.

Un morceau d'une substance magnétique mis au voisinage d'un pôle d'aimant devient aimant à son tour. On dit qu'il *s'aimante par influence.* Après éloignement, certains corps, comme la fonte et l'acier, conservent une certaine *aimantation remanente* ou *résiduelle* et sont devenus des aimants à leur tour.

59. — Explication électronique. — Nos lecteurs ont déjà rattaché, par la pensée, l'expérience fondamentale décrite dans la première partie de cet ouvrage, à l'expérience de la figure 43. Nous avons appris qu'une des manifestations inséparables du courant électrique était la présence *d'un champ magnétique,* c'est-à-dire d'un champ de force capable d'agir sur les aimants.

L'aimant crée, lui aussi, un champ magnétique. Des expériences, mille fois répétées et mille fois variées, ont montré que le champ magnétique de l'aimant et celui du courant électrique étaient rigoureusement de même nature. Il serait étrange que les causes ne soient pas identiques.

Les anciennes théories de l'électricité, faisant appel à de mystérieux « fluides », étaient restées tout à fait impuissantes devant cette identité. La théorie électronique permet, au contraire, de comprendre très facilement la cause du champ magnétique.

Nous savons que, dans un métal quelconque, comme le cuivre et le fer, on peut considérer que les électrons, éléments constituants de la matière, sont animés de mouvements circulaires ou elliptiques autour du noyau de l'atome.

Ces mouvements sont évidemment des courants électriques *élémentaires,* puisque, par définition même, *un courant électrique est un déplacement d'électrons.* Or, à chaque déplacement d'un électron correspond nécessairement l'apparition *d'un champ magnétique.*

Mais à l'extérieur d'un morceau de cuivre, il n'y a pas de champ magnétique parce que les trajectoires électroniques sont orientées dans tous les sens. Le champ magnétique extérieur est la résultante des champs magnétiques élémentaires produits par les trajectoires électroniques. Or, ces champs élémentaires, orientés au hasard, ont forcément une résultante nulle; on trouve tout naturellement autant de champs élémentaires dans un sens que dans le sens opposé. Certains auteurs admettent aussi que ces trajectoires sont deux à deux symétriques et de sens opposés; par conséquent, leurs effets s'annulent à l'extérieur de l'atome et le résultat est le même.

Un aimant est un corps dans lequel les trajectoires électroniques *sont parallèles à un même plan.* En conséquence, leurs effets s'ajoutent

et se traduisent à l'extérieur par un champ magnétique. Cette explication fort simple permet d'expliquer toutes les propriétés des aimants; la présence des pôles, de la ligne neutre, l'aimantation par influence, l'action des chocs sur certains aimants, etc..., etc...

Quand nous approchons un barreau de fer doux (fer pur) d'un aimant, nous provoquons un changement d'orientation des trajectoires électroniques des atomes. Celles-ci basculent de façon à se placer toutes dans des plans parallèles : le barreau de fer devient *aimanté par influence.*

Dès qu'on l'éloigne de l'aimant, les trajectoires commencent, de nouveau, à se répartir au hasard et l'aimantation disparaît. Mais, dans certains métaux comme l'acier, les trajectoires conservent, au moins partiellement, l'orientation qu'on leur a donnée une première fois; ils ont la propriété de devenir des *aimants permanents.*

60. — Champ magnétique. — Le champ magnétique, c'est l'endroit où s'exerce *la force magnétique.* Celle-ci a une grandeur ou *intensité* et une direction.

Une aiguille aimantée protégée contre toute autre action magnétique s'oriente dans la direction du champ magnétique. Elle peut ainsi servir à en mesurer les effets.

En un endroit donné, la direction du champ magnétique est définie par une *ligne de force.* Il va sans dire que ces lignes n'ont aucune existence réelle et qu'en tous les points d'un champ magnétique il passe une ligne de force. A l'extérieur d'un aimant, on admet que le *courant magnétique* va du pôle nord vers le pôle sud. Il ne s'agit là que d'une vue de l'esprit, car, en réalité, il ne circule rien dans un *champ magnétique* [1].

Bien mieux, le champ magnétique créé par un aimant n'a point de limite. Théoriquement, il s'étend à l'infini autour des pôles. Mais, de même que l'attraction électrique, l'attraction magnétique décroît comme le carré de la distance, si bien qu'à une distance relativement faible d'un aimant, l'attraction devient si petite qu'on peut la considérer comme nulle.

61. — Spectre magnétique (fig. 45). — On peut, en quelque sorte, matérialiser le champ magnétique d'un aimant et ses lignes de force.

Plaçons une feuille mince de bristol sur un barreau aimanté et laissons tomber une légère pluie de fine limaille de fer. Dans le champ magnétique, chaque parcelle de fer devient un aimant et s'oriente dans le sens des

1. D'une manière plus précise on pourrait dire que le champ magnétique en un point est une modification des propriétés de l'espace en ce point.

lignes de force. On obtient, ainsi, un tracé, appelé *spectre magnétique* qui est une véritable image matérialisée des lignes de force (fig. 45).

On peut aussi tracer le spectre magnétique en promenant dans le champ un petit barreau aimanté suspendu par son centre de gravité à l'extrémité

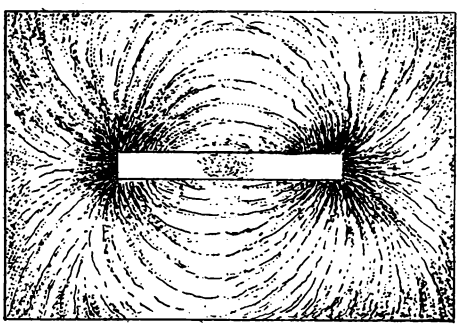


Fig. 45.

d'une soie légère. En un point donné, le barreau aimanté se place tangentiellement à la ligne de force.

62. — Masse magnétique. Loi de Coulomb. — De même qu'une *masse électrique* représente une quantité d'électricité, de même, une *masse magnétique* représente une *quantité de magnétisme.* C'est la grandeur sur laquelle s'exerce *un champ magnétique* pour produire une force attractive ou répulsive. On évalue une masse magnétique précisément en mesurant la force qui s'exerce sur elle dans un champ magnétique dont on connaît l'intensité.

Ainsi, par exemple, les deux pôles d'un barreau aimanté constituent deux masses magnétiques égales, mais de signe (ou de nom) contraire.

Deux masses magnétiques m *et* m′ *s'attirent ou se repoussent (suivant qu'elles sont de nom contraire ou de même nom) avec une force proportionnelle au produit de leur grandeur et inversement proportionnelle au carré de la distance qui les sépare.*

$$F = \frac{K\ mm'}{d^2}.$$

K est un coefficient qui dépend du milieu et qui s'appelle *la reluctivité.* H est égal à 1 dans le vide et très voisin de 1 dans tous les gaz.

$\frac{1}{K}$ est la *perméabilité magnétique,* désignée le plus souvent par la lettre

grecque μ (qui se prononce mu). Nous verrons plus loin quel rôle important joue la perméabilité.

L'expression $$F = \frac{mm}{\mu d^2}$$

est la *loi de Coulomb pour le magnétisme.*

63. — Champ magnétique terrestre. — Puisqu'une aiguille aimantée tend à prendre une direction déterminée, c'est qu'il existe autour de la terre un champ magnétique. Tout se passe à peu près comme si le globe était un vaste aimant dont les pôles seraient situés au voisinage des pôles géographiques. Il faut remarquer, toutefois, que les pôles géographiques ne coïncident pas exactement avec les pôles magnétiques et que, d'ailleurs, ceux-ci se déplacent d'année en année.

64. — Intensité de champ magnétique. Flux magnétique. — L'intensité d'un champ magnétique se mesure en un point par l'action de ce champ sur un aimant dont on connaît les caractéristiques. La loi de Coulomb nous apprend précisément que l'*intensité du champ magnétique* d'un aimant est particulièrement grande au voisinage des pôles et qu'elle décroît rapidement quand on s'en éloigne.

L'intensité se mesure en *Gauss.* Nous aurons l'occasion de définir cette unité plus loin. C'est ainsi que l'intensité du champ magnétique terrestre, mesurée à Paris, est de l'ordre de 0,45 Gauss.

Certains champs magnétiques ont, dans une grande partie de leur étendue, une intensité constante et une direction uniforme. On dit simplement alors qu'il s'agit *d'un champ magnétique uniforme.* Le *spectre magnétique* d'un tel champ sera évidemment représenté par des lignes de forces parallèles.

Pour mesurer l'intensité d'un champ on note son action sur un aimant ou un « pôle magnétique » dont on connaît la grandeur.

65. — Flux de force ou Flux magnétique. — Le *Flux de force* d'un champ magnétique uniforme à travers une surface S est égal au produit de *la surface* (en cm²) par l'intensité de champ (en Gauss). C'est une quantité qui se mesure en *Maxwells.* Le symbole généralement utilisé est Φ (lettre grecque qui se lit : fi).

66. — Moment magnétique. — Dans un champ magnétique d'intensité H, plaçons un barreau droit aimanté dont les deux pôles de masse magnétique $-m$ et $+m$ sont distants de $2l$. Cet aimant est soumis à un *couple de force* (c'est-à-dire qu'une force égale et de sens opposé est

appliquée à chaque pôle). On appelle *moment magnétique* de l'aimant la quantité :

$$M = 2\,l\,Hm.$$

C'est aussi le moment maximum du couple appliqué au barreau.

67. — Perméabilité magnétique. — Dans le champ d'un aimant quelconque, plaçons un morceau de fer doux. En traçant le spectre magnétique par la méthode indiquée plus haut nous observerons que les lignes de force se rassemblent au voisinage du morceau de métal, pour le traverser. Tout se passe comme si les lignes de force (lignes imaginaires, nous le répétons) éprouvaient une certaine difficulté à circuler dans l'air, alors qu'elles peuvent traverser le métal beaucoup plus facilement.

Le phénomène est encore beaucoup plus net s'il s'agit d'un *champ magnétique uniforme*. Au voisinage du fer, les lignes cessent d'être parallèles pour se rapprocher les unes des autres et pénétrer dans le métal (fig. 46).

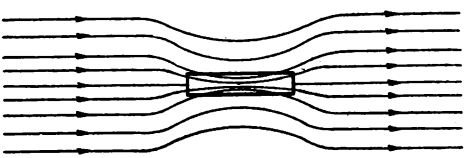


Fig. 46

L'aspect de la figure 46 suggère l'idée que le métal se laisse plus facilement pénétrer que l'air par les lignes de force. C'est bien cette idée qu'on exprime en disant qu'il est plus *perméable*.

La *perméabilité* (coefficient μ) d'un métal se mesure de la manière suivante :

Le métal est placé dans un champ magnétique uniforme. On mesure le flux magnétique à travers une surface quelconque, dans le champ, et dans le métal.

Le rapport entre les deux chiffres mesure la perméabilité et est appelé *coefficient de perméabilité*. C'est le coefficient μ de la loi de Coulomb.

Ce coefficient est égal à 1 dans le vide. Il est plus grand que 1 dans les *corps magnétiques* et plus petit que 1 dans les *corps diamagnétiques*, mais reste toujours dans ce cas très voisin de 1. Dans les gaz la perméabilité est très voisine de 1 et on peut utiliser ce chiffre dans l'air sans faire d'erreur appréciable.

La perméabilité du fer, dans un champ de faible intensité, est de l'ordre de 2 500; dans les mêmes conditions, celle de la fonte grise est de l'ordre de 800.

68. — Induction magnétique. — Les lignes de forces sont fermées sur elles-mêmes. Elles s'écartent les unes des autres à l'extérieur d'un aimant et se resserrent à l'intérieur. En somme, cela revient à constater que l'intensité du champ magnétique est plus grande à l'intérieur de l'aimant.

Le champ intérieur est désigné sous le nom d'*induction magnétique.* Si H désigne l'intensité d'un champ magnétique dans lequel on place un corps de perméabilité μ. L'induction B, à l'intérieur du corps, a une valeur telle que l'on ait :

$$B = \mu H.$$

A l'intérieur d'un aimant les lignes de force sont parallèles.

69. — Tube de force. — *Un tube de force* sera constitué par l'ensemble des lignes de force contenues dans une section quelconque *s.* A l'extérieur, les lignes de force cessant d'être parallèles, le tube de force s'épanouira de telle sorte que sa surface devienne S. On aura la relation suivante :

$$sB = S H$$

s — section du tube à l'intérieur de l'aimant (cm^2).
S — section du tube à l'extérieur de l'aimant (cm^2).
B — induction magnétique (Gauss).
H — intensité du champ magnétique au point extérieur correspondant à la section S (Gauss).

70. — Variation de la perméabilité avec l'induction et la température. — Dans les gaz, la perméabilité est constante et très sensiblement égale à 1, quelle que soit la température ou l'intensité du champ magnétique. Il n'en est pas de même dans les corps magnétiques.

Augmentons progressivement, depuis zéro, l'induction dans un corps magnétique. Nous observerons, en général, les variations suivantes :

Pour une très faible induction la perméabilité est assez faible, mais croît très rapidement lorsque l'induction augmente.

Pour une certaine valeur, le phénomène change de sens; la perméabilité, qui est alors très élevée, décroît progressivement à mesure que l'induction augmente. On dit alors que le circuit magnétique est saturé. La perméabilité tend à devenir égale à 1.

La perméabilité décroît très rapidement quand la température augmente.

On sait aujourd'hui produire des alliages spéciaux qui peuvent supporter une induction considérable, sans que la saturation commence à

se manifester. Il est ainsi possible d'obtenir des champs magnétiques d'une très grande intensité. Ces métaux spéciaux doivent, avant l'emploi, subir un traitement thermique particulier.

71. — Force portante des aimants. — On définit *la force portante* d'un aimant de la manière suivante :

Considérons un barreau aimanté droit dont la longueur soit grande par rapport à ses autres dimensions.

Si on coupe l'aimant suivant sa ligne neutre (fig. 44 *a*), il faudra exercer une certaine force entre les deux moitiés pour séparer les deux aimants ainsi constitués. Cette force est la *force portante.*

Si l'on exprime l'induction B, dans l'aimant en Gauss, et si S est la section droite (en centimètres carrés), la force portante exprimée en *grammes* est :

$$F = \frac{B^2 S}{981 \times 8\pi} \qquad (1)$$

La force portante d'un aimant en fer à cheval est double de la valeur précédente, à condition que l'armature portante soit parfaitement dressée ainsi que les faces de l'aimant.

72. — Note sur les aimants (Voir aussi, plus loin : *hystérésis*). — On sait, aujourd'hui, fabriquer des alliages spéciaux, à forte teneur en cobalt, qui permettent de constituer des aimants produisant un champ magnétique de très forte intensité.

Pour conserver un aimant, il est nécessaire que son circuit magnétique soit aussi bien fermé que possible. Le simple fait de démonter un aimant de pick-up ou d'appareil de mesure lui fait obligatoirement perdre une partie de ses qualités. S'il n'y a point moyen d'éviter le démontage on placera un barreau de fer de forte section entre les deux pôles pour refermer le circuit magnétique.

Les aimants peuvent aussi perdre leur qualité à la suite de chocs ou d'échauffement. Il faut toujours usiner les culasses avant de les aimanter.

CHAPITRE VII

Électromagnétisme.

73. — Généralités. — Nous avons déjà reconnu que le courant électrique, c'est-à-dire la circulation ordonnée des électrons, était toujours accompagné *d'un champ magnétique*. La démonstration en est faite en plaçant une aiguille aimantée au voisinage d'un conducteur. Dès que le courant circule, l'aiguille tend à se mettre en croix avec le courant. C'est la classique expérience d'*Oersted* (fig. 47).

Fig. 47.

D'une manière plus précise, on peut mettre le champ magnétique en évidence, par la méthode de la limaille de fer. Une carte de bristol est traversée perpendiculairement à son plan par un fil que parcourt un courant assez intense. En saupoudrant le carton avec de la limaille de fer, on voit les grains se disposer suivant des cercles dont le centre est

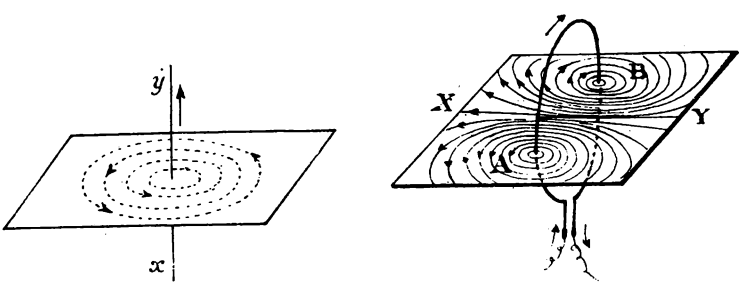


Fig. 48 *a* et *b*.

précisément sur le fil conducteur (fig. 48 *a* et *b*). A la réflexion, il ne pouvait guère en être autrement. Il est évident que l'action des électrons doit être égale à des distances égales du conducteur. Cela implique nécessairement des lignes de force circulaires dont le centre est l'intersection du conducteur avec le plan considéré.

L'expérience d'Oersted (fig. 47) permet de constater que le sens de

rotation de l'aiguille aimantée n'est pas quelconque. Si l'on change le sens de circulation des électrons en inversant les deux pôles de la source, on constate que l'aiguille aimantée est déviée dans l'autre sens.

74. — Règle d'Ampère (fig. 49). — C'est précisément ce que permet de préciser la *règle d'Ampère*, connue généralement sous le nom de règle du *bonhomme d'Ampère*.

Ce bonhomme est supposé nageant *en regardant l'aiguille aimantée* dans le même sens que le courant électrique, c'est-à-dire qu'il va du pôle positif vers le pôle négatif. Le pôle nord de l'aiguille aimantée, placée sous le conducteur, est toujours dévié *vers la gauche* de l'observateur (fig. 49).

Il importe de rappeler ici que le *sens conventionnel* du courant électrique est *l'inverse* du sens de circulation des électrons. Mais, au moment de l'établissement de cette règle, on admettait — sans aucune raison, mais

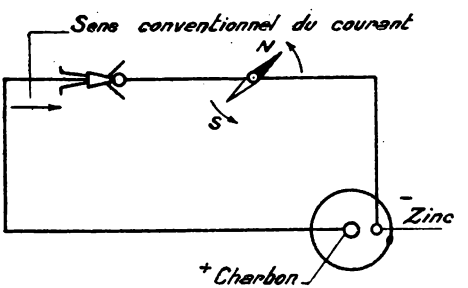


Fig. 49.

parce qu'il fallait bien faire une convention — que le courant circulait *à l'extérieur des générateurs* du pôle positif vers le pôle négatif.

75. — Champ magnétique d'une bobine. Solénoïde [1]. — Donnons la forme d'une spire à un conducteur parcouru par un courant (fig. 48 *b* et 50). On conçoit, en examinant simplement la figure, que tous les éléments de la spire produisent des éléments de champ magnétique ayant le même sens. Le champ résultant est perpendiculaire au plan de la spire.

Mais nous pouvons, aussi bien, contraindre le courant à parcourir deux, trois, dix spires successives. Et il est évident que le champ magnétique résultant sera beaucoup plus intense... (fig. 50).

Une bobine disposée en forme de spirale cylindrique est appelée un *solénoïde*.

1. Voir appendice, page 97.

L'expérience montre facilement qu'un solénoïde parcouru par un courant est absolument assimilable à un aimant droit. On peut mettre en évidence *pôles* et ligne *neutre*. Cela ne peut nous étonner d'après la théorie que nous avons donnée de l'aimantation. Nous avons, en effet, admis

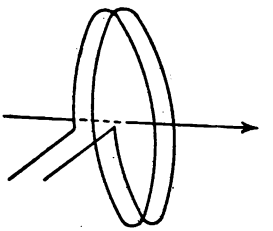


Fig. 50.

qu'un aimant était un corps dans lequel les orbites électroniques étaient placées dans des plans parallèles. *Or, c'est précisément ce qu'on réalise artificiellement avec un solénoïde.*

A l'intérieur d'un solénoïde assez long, parcouru par un courant d'intensité I, le champ magnétique est uniforme. Son intensité est donnée par la formule :

$$H = \frac{4\pi\, nI}{10\ L}$$

$$H\ \text{Gauss} = \frac{4\pi \times \text{nb de spires} \times \text{Ampères.}}{10 \times \text{centimètres}}$$

N = Nombre total de spires,
L = longueur du solénoïde en centimètres.

On peut remarquer que $\frac{N}{L}$ exprime le nombre de spires par centimètres de longueur; si cette expression est représentée par n on a :

$$H = \frac{4\pi\, nI}{10} \text{ ou } 1{,}25\ nI.$$

On voit que l'intensité du champ est proportionnelle :

a) à l'intensité du courant,

b) au nombre de spires par centimètre.

Cette formule n'est valable qu'à l'intérieur du solénoïde. Au voisinage des extrémités le champ ne peut être considéré comme uniforme.

76. — Règle du tire-bouchon de Maxwell. — Le sens de circulation du courant est lié au sens du champ magnétique. On admet conventionnellement qu'à l'extérieur d'un aimant, le flux magnétique va du

pôle nord vers le pôle sud; c'est, en quelque sorte, le sens de circulation du magnétisme [1].

La règle du tire-bouchon de Maxwell permet de connaître le sens du champ magnétique, quand on connaît le sens du courant.

Si l'on fait tourner un tire-bouchon dans le sens du courant, il se déplace dans le sens des lignes de forces (voir fig. 51 *a*). D'après la figure 51, on déduit que la face gauche du solénoide est un pôle sud et la face droite un pôle nord. Si le courant était inversé, il y aurait inversion des pôles.

Remarque. — On trouvera sur la figure 51 *b* un moyen mnémotechnique d'une application souvent plus facile que la règle du tire-bouchon de Maxwell.

On regarde une spire parcourue par un courant. Le pôle correspondant

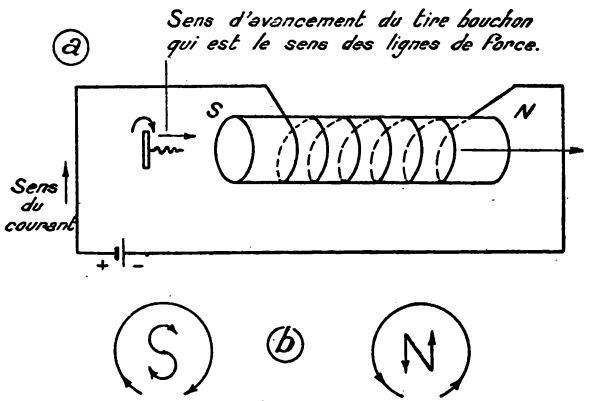


Fig. 51.

est sud ou nord suivant que le sens de rotation est celui qui concorde avec les pointes de flèche tracées aux extrémités des initiales S ou N.

77. — Actions mutuelles des aimants et des courants. — Un circuit parcouru par un courant peut être assimilé à un aimant; aussi est-il normal de constater qu'un aimant et un courant en présence sont le siège de forces mutuelles, comme s'il s'agissait de deux aimants.

De même, deux circuits réagiront l'un sur l'autre par l'intermédiaire de leur champ magnétique.

Les anciens manuels de physique décrivaient de multiples expériences dont le but était précisément de montrer l'identité de réaction entre un courant et un aimant de forme déterminée.

1. Voir, à ce sujet, note n° 6, page 100.

A titre documentaire, nous ne citerons que la « roue » de Barlow dont le principe est le suivant (fig. 52).

Un disque de cuivre rouge peut tourner autour d'un axe passant par son centre. La périphérie du disque plonge légèrement dans une rigole emplie de mercure. Un aimant fixe crée un champ perpendiculaire au disque, qui coupe le rayon qui va de l'axe à la rigole.

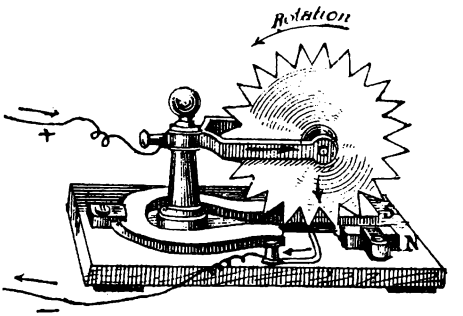


Fig. 52.

Si on relie une pile entre l'axe et le mercure, la roue se met à tourner. La règle d'Ampère permet facilement d'expliquer le phénomène et de déterminer son sens qui dépend naturellement du sens du courant et de celui du champ magnétique.

78. — Électro-aimant. — Si nous plaçons un barreau de fer dans l'axe d'un solénoïde, nous constituons un électro-aimant. L'intensité d'aimantation est accrue dans des proportions considérables, grâce à la présence du fer qui est un métal particulièrement perméable.

On peut donner aux électro-aimants des formes quelconques : aimant droit, en fer à cheval, etc.....

La force portante d'un électro-aimant se calcule avec la même formule que la force d'un aimant. En pratique le calcul des électro-aimants se fait plutôt à l'aide de considérations empiriques.

79. — Circuit magnétique. Entrefer. Circuit ouvert. — Par définition, une ligne de force magnétique est une courbe fermée sur elle-même. L'ensemble des lignes de force d'un aimant ou d'un électro-aimant constitue *le circuit magnétique*.

Le circuit magnétique peut être constitué de matériaux divers. Ainsi, le circuit magnétique d'un aimant droit comporte cet aimant lui-même et des trajets indéterminés dans l'air.

On peut, naturellement, constituer des circuits magnetiques tels que la plupart des lignes de force ne quittent point des matériaux magnétiques. Un tel circuit peut être constitué tout simplement par un anneau autour duquel on a bobiné des spires (fig. 53).

Le champ magnétique étant tout entier confiné dans le métal peut fort bien ne se manifester que très faiblement à l'extérieur. Lorsque les lignes de forces font, dans l'air, un trajet relativement court, on dit que le circuit magnétique comporte un *entrefer*. Lorsque le trajet des lignes de force dans l'air est important, on dit qu'il s'agit d'un *circuit magnétique ouvert.*

80. — Force magnéto-motrice. Ampères-Tours. Réluctance. — Considérons le circuit magnétique de la figure 53 sur lequel n spires ont été bobinées. La longueur du circuit est l et le circuit est réalisé en un métal de perméabilité μ.

Le flux magnétique (Maxwells) à travers une section du circuit est :

$\Phi = \frac{4\pi\ nI}{10\ l} \times \mu\, S$, ce qui peut s'écrire sous la forme :

$$\Phi = \frac{\frac{4\pi}{10} nI}{\frac{l}{\mu S}}$$

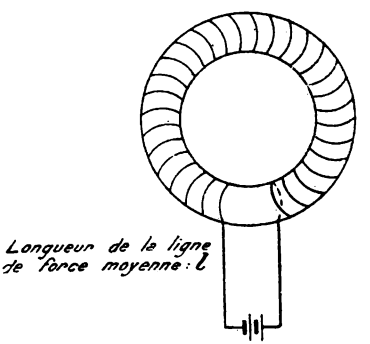


Fig. 53.

Φ sera exprimé en *Maxwells* si

l est exprimé en cm.
I — ampères.
S — cm².

En posant :

$$\frac{4\pi nI}{10} = F$$

$$\frac{l}{\mu S} = R.$$

On voit que l'expression est de la forme de la loi d'Ohm.

$$\Phi = \frac{F}{R} \left(\text{loi d'Ohm} : I = \frac{E}{R} \right).$$

C'est pour cette raison qu'on a donné à E le nom de *force magnéto-motrice;* c'est une expression classique d'un emploi courant. Il convient toutefois de signaler que le terme n'est pas très heureusement choisi, puisque :

1° Il ne s'agit pas d'une force;

2° Cette « force » ne fait rien « mouvoir » du tout, puisqu'en réalité il ne circule rien dans un *circuit magnétique.*

L'unité de force magnéto-motrice est le *Gilbert.* Mais on peut remarquer que l'on a :

$$F = 1{,}25\ n\ I \text{ (car } \frac{4\pi}{10} = 1{,}25).$$

Le produit nI est souvent désigné sous le nom *d'ampères-tours;* on peut donc exprimer une force magnéto-motrice en *ampères-tours.*

Cette expression de la force magnéto-motrice montre en effet qu'une même valeur peut être atteinte soit avec un enroulement comportant peu de tours, mais parcouru par un courant intense, soit par beaucoup de tours et un courant de faible intensité.

Ainsi, on obtiendra la même force magnéto-motrice et, par conséquent, le même flux avec une bobine de dix spires parcourue par un courant dont l'intensité est de 10 ampères, qu'avec un enroulement de 10 000 spires traversé par un courant de 0,01 ampère. Dans les deux cas le nombre d'ampères-tours est le même; il est égal à :

$$10 \times 10 = 100$$

ou

$$10\ 000 \times 0{,}01 = 100.$$

L'expression $\frac{l}{\mu S}$ — (analogue à une *résistance* puisqu'elle est proportionnelle a la longueur et inversement proportionnelle à la section) est appelée la *reluctance.*

Rappelons que l'inverse de la perméabilité, c'est-à-dire $\frac{1}{\mu}$, est appelé la *reluctivité.*

L'unité de reluctance est parfois désignée par le nom d'*Oerstedt.* C'est la reluctance d'un centimètre cube d'air.

D'après l'expression $\Phi = \frac{F}{R}$ on comprendra qu'un *Gilbert* représente la force magnéto-motrice capable de faire circuler un flux de 1 *mawxell* dans un circuit magnétique dont la reluctance est de 1 *oerstedt.*

81. — Calcul d'un circuit magnétique. — L'induction dans les différentes parties d'un circuit magnétique peut se déterminer facilement en partant des considérations précédentes.

On notera, en effet, que les reluctances se composent théoriquement comme des résistances.

La reluctance équivalente à plusieurs reluctances placées en série est égale à la somme des reluctances.

Si plusieurs reluctances R1, R2, R4 sont en parallèle, la reluctance équivalente R est telle que l'on ait :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}.$$

Toutefois, des différences importantes existent avec le cas du courant électrique :

a) *La reluctivité dépend de l'induction.* C'est comme si, dans un conducteur, la résistivité était variable avec *la densité de courant* (ampères par cm^2).

b) *Il y a des fuites magnétiques toujours importantes* parce que la perméabilité de l'air n'est pas nulle mais égale à 1. Dans le cas du courant électrique *la conductivité* à l'extérieur du conducteur (inverse de la résistivité) est égale à zéro (sauf cas spéciaux).

c) Pour cette même raison il est très difficile — sinon impossible — de réaliser des joints parfaits lorsque (comme c'est le cas le plus général) le circuit magnétique est constitué par plusieurs pièces assemblées.

En conséquence, le calcul précis d'un circuit magnétique est une chose très délicate. On se contente, le plus souvent, d'un calcul approché, et l'on utilise des corrections empiriques pour tenir compte des fuites inévitables (*coefficient de dispersion*).

82. — Exemple de calcul pratique. — *Un circuit magnétique en fer doux est constitué :*

1° *Par un barreau cylindrique droit de* 6 *centimètres de longueur et d'un diamètre de* 2,5 *cm.*

2° *Par une armature repliée en U d'épaisseur* 0,6 *cm dans laquelle est rivé le barreau précédent (voir croquis).*

3° *Par une plaque pleine qui referme le circuit magnétique (voir croquis).*

Calculer le nombre d'ampères-tours nécessaires pour produire une induction de 15 000 *Gauss dans le barreau droit. On arrondira les chiffres pour simplifier les calculs.*

On négligera l'influence des joints (voir 54 *a*).

La section du barreau droit est :

$$\frac{\pi \times (2{,}5)^2}{4} = 4{,}9 \text{ cm}^2 \text{ ou } 5 \text{ cm}^2.$$

Section d'une branche de la culasse :

$$0{,}6 \times 8 = 4{,}8 \text{ cm}^2 \quad \text{— ou 5 en chiffre rond.}$$

Dans des tableaux spéciaux ou en consultant des graphiques, on

trouve que la perméabilité correspondant à une induction de 15.000 Gauss est (d'après Hopkinson) :

$$\mu = 500.$$

Le flux magnétique se divise en deux parties égales.

L'induction dans le reste de la culasse est de :

$$\frac{15\,000}{2} = 7\,500 \text{ gauss}$$

puisque la culasse comporte deux branches en parallèle dont chacune a la même section que le barreau droit.

La perméabilité correspondante est de l'ordre de 2 000.

Pour résoudre un problème comme celui-ci, *il est commode de calculer séparément les ampères-tours correspondant aux différentes parties du*

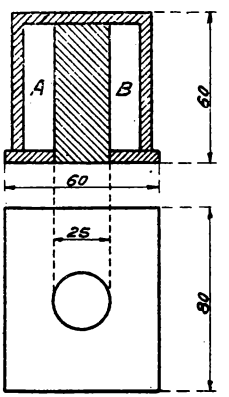


Fig. 54 *a.*

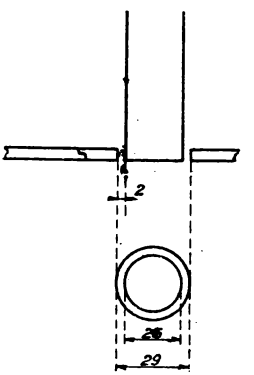


Fig. 54 *b.*

circuit. D'après ce que nous avons vu plus haut, les ampères-tours sont égaux à la somme des ampères-tours partiels.

Les ampères-tours correspondant au noyau seront donnés par :

$$\Phi = \frac{4\pi\, nI}{10 \times R} \text{ ou } nI = \frac{\Phi \times 10\ R}{4\pi}$$

ou

$$\frac{\Phi\ R}{1{,}25}$$

R étant la reluctance correspondante. La reluctance du noyau est donnée par :

$$R = \frac{}{\mu S}$$

ou ici

$$\frac{6}{5 \times 500} = 0{,}0024.$$

Les ampères-tours correspondants :

$$\frac{75\,000 \times 0{,}0024}{1{,}25} = 144.$$

La culasse est constituée par deux parties semblables qui sont en parallèle. La reluctance correspondante est donc égale à la moitié de la reluctance d'une partie.

La longueur de la ligne de force est d'environ :

$$6 + 3 + 3 = 12 \text{ cm.}$$

La section est de 5 cm². La reluctance d'une branche est de :

$\frac{12}{2000 \times 5}$ et, pour les deux branches en parallèle de :

$$\frac{12}{2000 \times 5 \times 2} = 0{,}0006.$$

Le nombre d'ampères-tours correspondant est de :

$$\frac{75\,000 \times 0{,}0006}{1{,}25} = 36.$$

Les ampères-tours totaux sont donc :

$$144 + 36 = 180.$$

83. — Influence d'un entrefer. — *Même calcul en supposant qu'il existe un entrefer annulaire de 2 millimètres entre une extrémité du noyau droit circulaire* et la culasse (cas d'un haut-parleur électrodynamique) (fig. 54 *b*).

On peut admettre que le calcul précédent est encore valable pour les parties métalliques si les fuites magnétiques sont peu importantes.

La longueur de l'entrefer est de 2 millimètres.

Sa section utile moyenne est évidemment égale au produit de la largeur de l'entrefer (0,6 cm) par sa longueur moyenne. Celle-ci est la longueur moyenne d'une circonférence dont le diamètre est :

$$2{,}5 + 0{,}1 + 0{,}1 \text{ ou } 2{,}7 \text{ cm.} \qquad \text{(Voir croquis).}$$

Cette longueur est : $\pi \times 2{,}7 = 8{,}5$ cm.,

$$S = 8{,}5 \times 0{,}6 = 5{,}1 \text{ cm}^2$$

soit approximativement 5 cm².

Ici, il faut considérer que $\mu = 1$ puisqu'il s'agit de l'air.

La reluctance est donc : $\frac{0{,}2}{5} = 0{,}04.$

Le nombre d'ampères-tours correspondant est :

$$\frac{75\,000 \times 0{,}04}{1{,}25} \text{ soit } 2\,400 \text{ environ.}$$

Ainsi, remarque très importante, un simple entrefer de 2 millimètres suffit pour faire passer de 180 à 2 400 (c'est-à-dire multiplié par 13) le nombre d'ampères-tours nécessaires pour maintenir la même induction, ou, ce qui revient au même, faire passer le même flux dans un circuit magnétique donné.

Nous saisirons tout particulièrement l'importance de cette remarque quand nous étudierons les haut parleurs électrodynamiques dont la forme de culasse est précisément celle du circuit magnétique que nous venons de calculer.

84. — Phénomènes d'hystérésis. — Nous pouvons facilement connaître l'intensité d'un champ magnétique à l'intérieur d'un long solénoïde en fonction de l'intensité de courant : il nous suffit d'appliquer la formule précédemment donnée :

$$H = \frac{4\pi\, nI}{10}$$

n = nombre de spires par centimètre,
I = intensité du courant.

Si nous plaçons dans ce champ un barreau en un métal magnétique, l'induction dans le métal prendra une valeur B que nous pouvons mesurer.

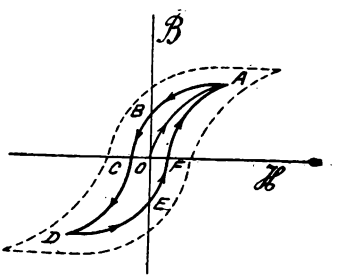


Fig. 55.

Supposons qu'il s'agisse d'un barreau qui n'a jamais été aimanté et traçons la courbe qui donne l'induction B en fonction du champ (fig. 55).

Nous obtenons ainsi la branche de courbe OA. L'induction croît d'abord très vite, puis de moins en moins vite. Si l'intensité de champ continuait d'augmenter, on verrait que l'induction conserve une valeur stable à partir d'un certain moment : c'est le phénomène de la saturation que nous avons déjà décrit.

Diminuons progressivement le champ magnétique.

La courbe ne suit pas le même parcours. L'induction a une valeur supérieure à celle qu'elle avait tout à l'heure pour les mêmes valeurs du champ. Quand celui-ci sera nul, l'induction aura encore la valeur OB, qui est *l'intensité d'aimantation remanente.* C'est cette aimantation remanente qui fait qu'un barreau d'acier qui a été placé dans un champ magnétique conserve une certaine aimantation.

Continuons l'expérience, en inversant le sens du courant dans le solénoïde, c'est-à-dire le sens du champ magnétisant. Nous tracerons ainsi la branche BCD.

Au point C l'induction est nulle. L'aimantation du barreau est d'autant plus forte ou tenace que la valeur de champ OC est plus grande. C'est pourquoi on dit — bien qu'il ne s'agisse pas véritablement d'une force — que OC représente la *force coercitive* (on dit aussi : *champ coercitif*).

Un aimant sera d'autant plus intéressant que sa force coercitive et son intensité d'aimantation remanente seront plus élevées. Toutefois, un fort magnétisme remanent sera sans intérêt pratique s'il n'y a qu'un *champ coercitif* faible. *L'aimant qu'on pourrait constituer serait puissant, mais le moindre champ inverse en produirait la désaimantation.*

Poursuivons encore l'expérience. En faisant décroître de nouveau le champ, nous pouvons tracer la tranche DEFA qui nous ramène à notre point de départ. La courbe formée ABCDEFA est dite un *cycle d'Hystérésis* (hystérésis vient du mot grec qui signifie : retard. Il faut interpréter cette étymologie en pensant que l'induction est toujours en retard sur le champ magnétisant).

On peut montrer qu'aux phénomènes d'hystérésis correspond une perte d'énergie. Si les variations de champ sont rapides et nombreuses, il est aisé de constater que le barreau est le siège d'un échauffement très net. La dépense d'énergie est proportionnelle à la surface du cycle; des formules ont été établies par Steinmetz pour en calculer une valeur approchée.

85. — Formule de Steinmetz. — Il est possible de déterminer très exactement les pertes par hystérésis dans une matière quelconque.

Il faut, pour cela, soumettre un échantillon à des mesures rigoureuses. On tracera le cycle d'hystérésis, puis on en mesurera la surface. Mais il s'agit là de travaux délicats qu'on ne peut pas toujours entreprendre pour l'établissement d'un projet quelconque. Il est donc particulièrement intéressant de pouvoir présumer approximativement l'importance des

pertes. C'est dans ce but que *Steinmetz* a établi la formule empirique qui porte son nom et qui est :

$$\frac{W}{V} = \eta B^{1,6} \text{ ergs par cm}^3.$$

W (puissance dissipée en ergs).

V (volume en cm³).

Le coefficient η dit *coefficient de Steinmetz*, dépend du métal utilisé.

Voici quelle est sa valeur pour quelques métaux :

Fer très doux	0,002
Tôle courante à transformateur	0,0033
Acier doux	0,008
Fonte	0,0132
Ferro-Silicium (3,25 %)	0,0009.

L'exposant 1,6 n'est qu'approché et n'est pas applicable aux alliages.

Cette formule nous permet de bien saisir que les pertes pour un cycle

a) sont proportionnelles au volume;

b) croissent beaucoup plus vite que l'induction;

c) qu'elles varient avec un coefficient qui dépend de la nature du métal.

Si l'on fait décrire plusieurs cycles d'aimantation par seconde, il est évident que les pertes sont proportionnelles au nombre de cycles par seconde (fréquence).

86. — Application des phénomènes d'hystérésis : désaimantation. — Il est parfois très intéressant de pouvoir désaimanter certains objets qui se sont aimantés fortuitement : un spiral de chronomètre, un outil d'horlogerie, par exemple. L'examen des courbes d'hystérésis nous permet de résoudre facilement ce problème.

Il suffirait, pratiquement, de placer l'objet à désaimanter dans un champ d'une valeur telle que O C. Mais la détermination pratique est impossible. Si O C est trop fort, on risque de provoquer une aimantation en sens inverse... Or, le plus souvent on ignore absolument toutes les caractéristiques d'aimantation de l'objet en question.

Tout à l'heure, si nous avions tracé le cycle du barreau avec une intensité de champ plus grande, nous aurions trouvé la courbe en pointillé, qui enveloppe complètement le cycle ABCDEFA. Un champ moins intense aurait donné un cycle complètement intérieur. Et, pour des valeurs de plus en plus petites, on trouverait un cycle de plus en plus petit *qui viendrait finalement se confondre avec le point D.*

Et cela nous permet d'imaginer le moyen cherché. Si le corps à désai-

manter a des petites dimensions, *on le suspendra devant un pôle d'aimant et on l'éloignera lentement en le faisant tourner sur lui-même.* En opérant ainsi, il est évident qu'on lui fait décrire des cycles d'hystérésis d'amplitude décroissante.

Un moyen plus pratique encore consistera à utiliser *un champ alternatif* (nous reviendrons plus loin sur le sens de cette expression). Un tel champ existe dans l'axe d'une bobine parcourue par du *courant alternatif*. L'objet à désaimanter est placé dans l'axe de la bobine et éloigné lentement. On constate après cette opération que toute aimantation a disparu.

APPENDICE DU CHAPITRE VII

I. — Champ magnétique d'un électron.

Imaginons d'abord un électron qui se meut en ligne droite avec une vitesse uniforme v. Le champ magnétique ainsi créé aura évidemment des valeurs égales à des distances égales de la trajectoire (voir paragraphe n° 73). Des considérations théoriques, vérifiées par l'expérience, permettent de calculer que l'intensité du champ magnétique à une distance d du conducteur est donnée par l'expression :

$$H = \frac{e}{d^2}\,\frac{v}{c}$$

qui donne H en Gauss si :

e (charge de l'électron) est exprimé en *Franklins* (unité électromagnétique);

d est exprimé en cm;

v est exprimé en cm/s;

c est la vitesse de la lumière (en cm/s) c'est-à-dire 3×10^{10} cm/s.

On voit que la valeur du champ est proportionnelle à *la vitesse de l'électron.* En particulier, si l'électron est au repos, la valeur du champ s'annule. Entre les armatures d'un condensateur, *il n'y a pas de champ magnétique.* Il ne s'agit, en effet, que d'électrons en repos.

Par contre, à la même distance d d'un électron, il y a, *quelle que soit la vitesse,* un champ électrique dont l'intensité est donnée par l'expression :

$$\frac{e}{d^2}.$$

Le champ électrique est dirigé suivant la droite qui joint le point considéré à l'électron. Le champ magnétique est perpendiculaire à cette direction. En d'autres termes, *ils sont perpendiculaires entre eux.*

Les chiffres qui mesurent les valeurs de champ ne sont comparables que lorsque v, la vitesse de l'électron, tend vers celle de la lumière. C'est un cas limite qu'on ne peut qu'approcher. Dans ces conditions, le mouvement de l'électron s'accompagne de phénomènes particuliers qui constituent *le rayonnement électromagnétique* (ondes hertziennes). Ce rayonnement peut être considéré en quelque sorte comme la synthèse des champs électriques et magnétiques. Il n'aura une intensité appréciable que si ce dernier a une intensité qui n'est pas négligeable par rapport à celle du champ électrique. En d'autres termes, le rayonnement se manifestera d'autant plus nettement que l'électron sera animé d'une plus grande vitesse. Cette nécessité, nous le verrons par la suite, permet d'expliquer que le rayonnement d'un courant à 50 pé-

riodes par seconde est à peu près nul, alors que celui d'un courant à 500.000 périodes par seconde est considérable.

II. — Électron en mouvement circulaire.

Imaginons maintenant que l'électron décrive une trajectoire circulaire de rayon r avec la même vitesse v.

L'intensité de champ magnétique au centre est encore donnée par

$$H = \frac{e}{r^2}\frac{v}{c}. \qquad (1)$$

Mais v, vitesse de l'électron, représente la longueur de trajectoire parcourue par l'électron en une seconde.

La longueur de la trajectoire est (cercle de rayon r) $2\pi r$.

En une seconde, la charge électrique qui traverse une section quelconque des conducteurs est, en conséquence :

$$\frac{e \times v}{2\pi r}.$$

III. — Champ magnétique au centre d'une spire circulaire.

Cette expression nous permet de calculer l'intensité de champ au centre d'une spire circulaire.

Nous avons défini, en effet, la charge électrique qui traverse une section d'un conducteur en une seconde comme l'intensité de courant I. Nous avons donc :

$$I = \frac{e \times v}{2\ r}$$

d'où nous tirons $e \times v = 2\pi r I.$

Si nous remplaçons cette expression dans la formule (1), nous trouvons :

$$H = \frac{2\pi r I}{r^2 \times c} \qquad \text{ou} \qquad \frac{2\pi I}{rc}.$$

Si l'on veut exprimer I en ampères, on trouve :

$$H = \frac{2\pi I}{10r}.$$

IV. — Champ d'une bobine.

S'il s'agit d'une bobine cirulaire de n spires dont le diamètre est grand par rapport à la longueur, c'est-à-dire en somme, si l'on peut considérer que toutes les spires occupent très sensiblement la même place dans l'espace; nous arriverons à l'expression :

$$H = \frac{4\pi N I}{10\ r}$$

H en Gauss
I en Ampères
r en cm
N nombre total de spires.

V. — Champ d'un solénoïde.

$$H = \frac{4\pi n I}{10\ r} \qquad \text{ou} \qquad 1{,}25\ n\ I$$

avec les mêmes unités que ci-dessus, mais en spécifiant que n est le nombre de spires par cm. Il faut aussi insister sur ce fait que cette formule n'est applicable qu'au cas où la longueur du solénoïde est grande par rapport à son diamètre. L'intensité calculée n'est exacte qu'au voisinage de l'axe, assez loin des deux extrémités.

VI. — Cas général.

En règle générale, on pourra observer que l'intensité de champ magnétique créé par une bobine *en un point quelconque* est proportionnelle à l'intensité de courant.

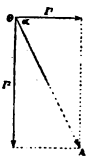
VII. — Action de plusieurs champs magnétiques.

Les considérations précédentes, permettent d'interpréter l'expérience d'Oersted (n° 73). L'aiguille aimantée s'oriente naturellement dans la direction des lignes de forces.

Mais plusieurs champs magnétiques de directions différentes peuvent être présents au même endroit de l'espace. Un petit barreau aimanté s'orientera alors dans la direction de la *résultante* de ces champs. Cette résultante se trace par une construction graphique identique à celle qui permet de déterminer la résultante de plusieurs forces.

Le cas de deux champs magnétiques perpendiculaires est particulièrement intéressant.

Soit par exemple à déterminer le champ créé par deux bobines perpendiculaires en un point *o*, situé sur l'intersection des axes. Les bobines sont parcourues par des courants d'intensité i_1 et i_2.



D'après ce qui précède, les champs élémentaires sont proportionnels à i_1 et i_2.

Les deux champs se composent comme sur le croquis, et l'on a

$$tg\ \alpha = \frac{i_2}{i_1}$$

Un autre cas sera celui où un des champs est constant (champ magnétique terrestre, champ d'un aimant permanent) et où la bobine sera parcourue, successivement, par des intensités i_1 et i_2. On obtiendra alors deux déviations qui seront évidemment telles que l'on ait :

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{tg\ \alpha_1}{tg\ \alpha^2}.$$

On aura ainsi le moyen de déterminer une des intensités si l'on connaît l'autre.

Note importante. — Dans toutes ces formules, on pourra remplacer les tangentes par les angles eux-mêmes, *exprimés en radians* (360° = 2 π radians) tant qu'il s'agira d'angles petits (inférieurs à 10° ou 15°) par exemple.

VIII. — Action d'un champ magnétique sur un courant-loi de Laplace.

Lorsqu'un fil conducteur, parcouru par un courant, est placé dans un champ magnétique perpendiculaire on constate qu'il est soumis à une *force perpendiculaire au champ magnétique et au conducteur*. Pour un élément de longueur *l centimètres* parcouru par une intensité de *i ampères*, placé dans un champ de *H Gauss*, la force appliquée en *dynes* est donnée par :

$$f = \frac{l\ i\ \mathrm{H}}{10}.$$

Cette force est dirigée vers la gauche d'un observateur couché dans le sens du courant et regardant dans la direction du champ.

D'une manière plus générale, si le conducteur fait un angle θ avec la direction du champ, cette force est perpendiculaire au plan défini par les conducteurs et la direction du champ et elle est donnée par :

$$f = \frac{l \times i \times \mathrm{H} \sin \theta}{10}\ \text{(Loi de Laplace)}.$$

Cette formule s'applique naturellement au cas d'un faisceau d'électrons animés d'une certaine vitesse dans un champ magnétique (rayons cathodiques).

C'est l'application de cette loi qui permet de comprendre le fonctionnement des moteurs électriques, et des haut-parleurs électrodynamiques.

IX. — Quelques applications des électro-aimants.

Sonnerie électrique à trembleur (*fig.* 56). — Devant un électro-aimant en fer à cheval est disposée une armature de fer doux A solidaire d'un marteau et mobile autour de O, à l'aide d'une lame de ressort.

Cette armature porte aussi un contact en argent C qui vient s'appuyer sur une vis argentée V. Le branchement est celui que nous indiquons sur la figure.

Fermons le circuit en appuyant sur l'interrupteur I. Le courant, circulant dans

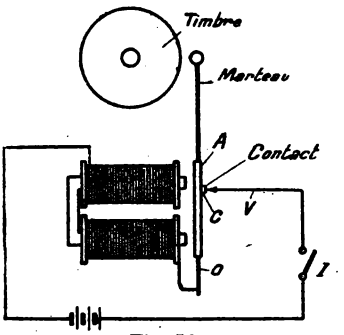


Fig. 56.

l'électro-aimant, attire l'armature A, qui vient buter contre le timbre en produisant un son. Mais le déplacement de A provoque la coupure du circuit, parce que le contact C quitte la vis V. En conséquence, le ressort O rappelle la lame en arrière. Le contact s'établit de nouveau et le mouvement reprend. Le marteau est donc animé d'un tremblement continuel.

Relais. — Il arrive fréquemment que la puissance électrique donnée par un organe quelconque est trop faible pour provoquer une action particulière dont on a besoin. Pour fixer les idées, supposons que nous désirions provoquer l'allumage d'une lampe puissante lorsque la lumière extérieure baisse au delà de certaine valeur.

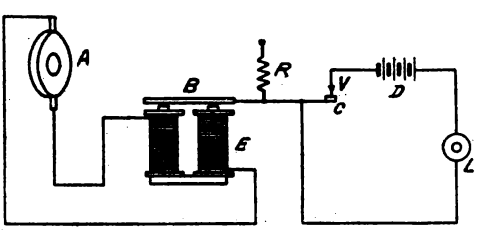


Fig. 57.

On fait alors appel à un relais électrique dont l'élément actif est un électro-aimant.

Considérons la figure 57. La cellule à oxyde A sous l'influence d'un rayonnement fournit un courant assez intense pour attirer l'armature B, grâce à l'action de l'électro-aimant E. Dans ces conditions le contact entre C et V est rompu et le circuit qui comprend la batterie D et la lampe L est coupé.

Si la lumière qui agit sur A vient à faiblir, le courant qui traverse E diminue d'intensité et l'action du ressort R étant alors prépondérante, le contact entre C et V se produit; la lampe L s'allume.

On dira alors qu'il s'agit d'un relais à minima parce que c'est la diminution d'intensité qui fait agir ce relais. Dans le cas contraire, on dirait qu'il s'agit d'*un relais à maxima.*

X. — Note sur l'énergie nécessaire pour maintenir un flux donné dans un circuit magnétique.

Soit, par exemple, à maintenir un flux de 75 000 maxwells dans l'entrefer d'un haut-parleur électrodynamique (fig. 54). Le calcul a été effectué §§ 82-83. Il faut disposer d'une force magnéto-motrice de 2 400 ampères-tours dans les conditions où le problème avait été posé.

Nous avons indiqué que l'énergie électrique nécessaire doit être fournie au moment de l'établissement du courant. Après quoi, en régime permanent, le flux est maintenu sans autre dépense d'énergie. Sans doute n'est-il pas inutile d'examiner quelles sont les conséquences pratiques de ce point de vue un peu théorique.

Imaginons que nous disposions d'une intensité de courant de 80 milliampères, soit 0,08 ampères pour produire ce flux. Cela nous amène à prévoir un enroulement comportant :

$$\frac{2.400}{0,08} \text{ ou } 30\,000 \text{ spires.}$$

Aucune puissance électrique ne sera dépensée à condition *que la résistance ohmique* des 30.000 *spires soit négligeable.* Nous nous heurtons donc à une véritable impossibilité pratique.

Il faut, en effet, que l'enroulement soit logé dans l'espace A B (fig. 54 *a*). Nous ne pourrons réduire la résistance ohmique qu'en augmentant le diamètre du fil. Mais augmenter le diamètre du fil, c'est augmenter l'encombrement.

Bien mieux, une limitation du même ordre existe quand il s'agit d'un simple noyau droit. En effet, à mesure que l'on augmente le diamètre du conducteur, on augmente aussi le diamètre de la spire moyenne et, *par conséquent, la longueur.* Or, en même temps que sa longueur on augmente aussi sa *résistance.*

Enfin, des considérations économiques doivent aussi intervenir : le prix de revient augmente nécessairement avec le poids du cuivre.

Tout cela suffit à montrer que le problème n'est pas aussi simple qu'on pourrait croire à priori. Pour chaque aspect, il existe une solution optimum.

Mais il convient de retenir que, dans tous les cas, l'enroulement présente une certaine résistance et que, par conséquent, il faudra dépenser une certaine énergie (watts) $= R\ I^2$ (R exprimé en ohms et I en ampères) pour faire circuler les électrons.

Cette inévitable dépense n'intervient qu'indirectement dans la création du champ magnétique — mais elle n'en existe pas moins. Elle apparaît sous forme de chaleur et les précautions devront être prises pour assurer une dissipation de puissance suffisante (par rayonnement ou par ventilation), sinon la température pourra s'élever d'une manière gênante, sinon dangereuse.

L'élévation de température cause en effet des dilatations dont il est difficile de déterminer exactement les effets (décentrage des haut-parleurs).

Dans l'exemple examiné les conditions optima correspondront à une résistance ohmique de l'ordre de 2 000 ohms. La puissance convertie en chaleur par effet joule sera donc de :

$$P = 2\,000 \times 0,08 \times 0,08$$

soit 12,8 watts, ce qui n'est nullement négligeable.

CHAPITRE VIII

Phénomènes d'induction.

87. — Expérience fondamentale. — Un courant électrique fait obligatoirement naître un champ magnétique. La réciproque est-elle vraie ou, en d'autres termes, peut-on, à l'aide d'un champ magnétique, imprimer des déplacements ordonnés aux électrons?

Ampère semble bien s'être posé cette question. Il a soupçonné l'existence des phénomènes d'induction, mais il était donné à *Faraday* de faire les expériences décisives qui devaient donner naissance à cette partie capitale de l'électricité.

L'expérience fondamentale de l'induction est la suivante : Les extrémités d'une bobine B, solénoïde comportant de nombreuses spires de fil, sont connectées aux bornes d'un galvanomètre très sensible G, qui peut mettre en évidence l'existence d'un courant de très faible intensité (fig. 58).

Si nous plaçons *lentement* un aimant dans l'axe de la bobine, nous n'ob-

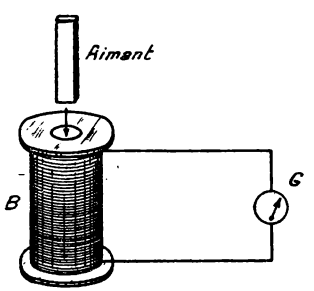


Fig. 58.

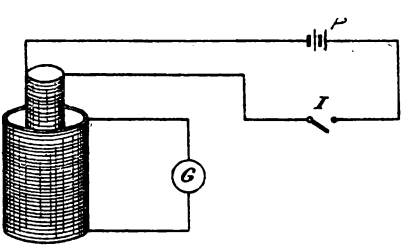


Fig. 59.

serverons rien et nous pourrons laisser indéfiniment l'aimant en position sans que rien ne se manifeste.

Il est probable qu'Ampère avait, sous cette forme, réalisé cette expérience.

Mais, au lieu de placer lentement l'aimant, introduisons-le, au contraire, *brusquement* dans la bobine. Nous observerons, au moment du mouvement, une brusque impulsion de l'aiguille G. De même, quand nous

enlèverons brusquement l'aimant, nous observerons le passage d'un courant *dans l'autre sens*. Plusieurs expériences successives nous convaincront que le courant induit se produit seulement *pendant le mouvement de l'aimant*. L'amplitude de l'impulsion de l'aiguille dépend de la rapidité de cette action. Un mouvement lent donne une impulsion de faible amplitude.

Avant d'essayer d'extraire des conclusions de cette expérience, réalisons-la sous une autre forme.

Puisqu'un solénoïde est assimilable à un aimant, remplaçons celui-ci par une autre bobine, placée à l'intérieur de notre bobine B (fig. 59). Cette bobine est placée dans le circuit d'une pile P et un interrupteur I permet à volonté d'ouvrir ou de fermer le circuit.

Nous obtiendrons les mêmes résultats que tout à l'heure en plaçant ou en enlevant brusquement la bobine. Cela ne doit pas nous surprendre.

Nous obtiendrons encore le même résultat en laissant la bobine en place et en coupant le courant ou en le rétablissant par l'intermédiaire de l'interrupteur I. Chaque coupure du courant, chaque rétablissement produisent une impulsion du galvanomètre. Mais dans les deux cas, les impulsions sont de sens contraire.

Par ce moyen, la rupture étant très brusque, on obtient très facilement des impulsions notables du galvanomètre.

88. — Condition d'existence du courant induit. — On dit que le courant coupé par l'interrupteur I est le courant *inducteur*, le courant décelé par le galvanomètre étant le courant *induit*.

Dans toutes les expériences précédentes on a constaté des résultats identiques — malgré des causes en apparence différentes. Il doit exister, sous ces divergences, un élément commun qui est précisément la cause que nous recherchons.

En examinant le problème en détail, on trouve que, dans toutes ces expériences, la bobine induite a été plongée dans un *champ magnétique variable*. Le fait est particulièrement net dans l'expérience de la figure 59. L'interrupteur I étant ouvert, le champ magnétique est nul. Nous fermons I : le champ magnétique passe d'une valeur nulle à une certaine valeur, qui, nous l'avons appris, dépend de l'intensité de courant et du nombre de spires par centimètre. C'est pendant cette variation que naît le courant induit.

Le courant est établi; le champ magnétique a pris une valeur stable. Il n'y a donc plus de variation et, inéluctable conséquence, il n'y a plus de courant induit. Nous verrons apparaître un courant induit quand

nous ouvrirons l'interrupteur I. Le champ magnétique variera puisqu'il passera d'une certaine valeur à une valeur nulle.

En réalité, ce n'est pas la variation du champ magnétique qui importe, mais *la variation de flux* embrassé par la bobine induite. Dans la première expérience, le champ magnétique de la bobine était constant, par contre le flux était variable.

D'une manière générale, on pourrait démontrer qu'il naît une force électromotrice d'induction chaque fois qu'un conducteur quelconque coupe des lignes de force magnétiques. Ainsi, un simple fil, qu'on fait mouvoir régulièrement dans le champ magnétique terrestre présente, entre ses extrémités, une différence de potentiel induite [1].

89. — Interprétation électronique. — Les électrons, grains d'électricité négative, ne sont sollicités par aucune force lorsqu'ils sont placés dans un champ magnétique fixe par rapport à eux. Par contre, toute variation relative de l'état magnétique est cause de la naissance d'une force qui les sollicite dans un sens ou dans l'autre suivant le sens de la variation.

Une analogie mécanique va nous permettre de comprendre la nature de ce phénomène.

Plaçons une bille sur le plancher d'un wagon de chemin de fer. Cette bille est l'image d'un électron. Le wagon est arrêté. Le train démarre brusquement. Notre expérience nous permet de savoir que la bille va rouler sur le plancher de façon à aller heurter la paroi arrière du wagon. C'est une manifestation de l'inertie. Quand le train aura acquis sa vitesse normale, si élevée soit-elle, nous pourrons placer de nouveau la bille sur le plancher. Elle demeurera parfaitement immobile tant que la vitesse sera invariable. Mais si le conducteur donne un brusque coup de frein, nous verrons, cette fois, la bille se précipiter vers l'avant du wagon. C'est encore une manifestation de l'inertie. Cette propriété se manifeste seulement lorsqu'il y a une modification de la vitesse, ou, en d'autres termes, lorsque le *système subit une accélération positive* (augmentation de vitesse) ou *négative* (freinage).

Cette comparaison est valable pour les phénomènes d'induction. Pour qu'un courant induit apparaisse, il est nécessaire que le mouvement des électrons dans le circuit inducteur subisse une accélération.

L'inertie est une propriété de la manière qui tend à maintenir l'état de mouvement ou de repos. L'inertie, au départ, s'oppose au mouvement; au moment du freinage, elle s'oppose au ralentissement et, par conséquent, à l'arrêt.

1. En pratique, pour que celle-ci ait une valeur appréciable, il faut arriver à une vitesse de déplacement considérable.

90. — Loi de Lenz. — La loi de Lenz, relative aux phénomènes d'induction, n'exprime pas autre chose.

Le courant induit a un sens tel qu'il tend à s'opposer à la variation de flux qui l'a fait naître.

Cette loi peut, suivant les circonstances, se manifester par des effets différents.

Quand nous enfonçons un aimant dans une bobine, le courant induit a un sens tel que son champ magnétique applique une force répulsive à l'aimant.

Quand nous le retirons, c'est au contraire une force attractive qui se manifeste.

Dans l'expérience de la figure 59, le courant induit au moment de la fermeture de I a un sens tel que le champ magnétique propre soit en opposition avec celui du courant inducteur. L'inverse se produit au moment de l'ouverture de I...

Les lois de l'inertie et de l'induction expriment que, du point de vue du mouvement mécanique ou électrique, les choses veulent demeurer dans l'état où elles sont...

91. — Quantité d'électricité induite. — Lorsqu'un circuit de résistance R subit une variation totale de flux Φ, la quantité d'électricité induite est donnée par l'expression :

$$Q = -\frac{\Phi}{R} 10^{-8}$$

$$\text{Coulombs} = \frac{\text{maxwells } 10^{-8}}{\text{ohms}}.$$

On peut en déduire le courant induit instantané (c'est-à-dire à un instant donné).

L'intensité correspondant à une petite quantité d'électricité dQ pendant le temps dt est évidemment :

$$i = \frac{dQ}{dt} 10^{-8}$$

Mais

$$dQ = -\frac{d\Phi}{R} 10^{-8}$$

en conséquence, le courant instantané est :

$$i = \frac{d\Phi}{R dt} 10^{-8}$$

$d\Phi$ est exprimé en maxwells,
R en ohms,
dt en secondes.

92. — Force électromotrice induite. — Si nous appliquons la loi d'Ohm nous trouvons :

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} 10^{-8}.$$

E est donné en volts quand on exprime $d\Phi$ en maxwells et dt en secondes.

Le signe — traduit précisément la loi de Lenz.

93. — Démonstration expérimentale des phénomènes de self-induction. — Nous avons exprimé plus haut une des lois générales de l'induction. Toute variation de flux dans un circuit électrique y détermine la naissance d'une force électromotrice d'induction.

Nous pouvons, pour mettre en évidence l'existence des courants de self-induction, réaliser l'expérience suivante (fig. 60) :

Une bobine B, comportant un grand nombre de spires bobinées sur

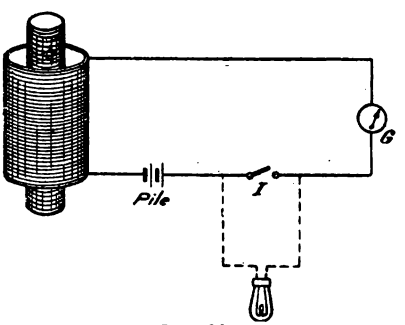


Fig. 60.

un noyau magnétique, est intercalée dans un circuit composé d'une source de courant P de quelques volts et d'un interrupteur I. Entre les bornes de ce dernier, nous pouvons placer une lampe à incandescence, correspondant normalement à une tension supérieure à celle de la pile P.

Si P est de 4 volts, la lampe sera de 10 volts, par exemple.

Un galvanomètre dont les indications sont instantanées (sans inertie) nous permet de contrôler l'intensité du courant.

94. — Établissement du courant (voir note II, page 114). — Fermons l'interrupteur I et observons très attentivement le galvanomètre G. Nous remarquerons que celui-ci n'indique pas instantanément l'intensité qui correspondrait à l'application simple de la loi d'Ohm. Le courant met un temps appréciable à s'établir. Un appareil enregistreur (oscillographe photographique, par exemple) nous confirmerait dans cette opinion.

Pourtant, d'après la loi d'Ohm :

$$I = \frac{E}{R}$$

l'intensité devrait atteindre instantanément sa valeur...

95. — Coupure du courant (voir en appendice). — Ouvrons brusquement l'interrupteur. Nous voyons apparaître une forte et bruyante étincelle entre les deux contacts. C'est l'*étincelle d'extra-rupture.*

Cela aussi est anormal, puisque, en court-circuitant directement les deux pôles de la pile P, nous obtenons, à grand peine, une étincelle visible...

Si nous plaçons la lampe aux bornes de l'interrupteur nous la voyons, au moment de la rupture, briller d'un très vif éclat pendant un court instant. Il y a une surtension considérable, beaucoup plus grande que ne permet même de l'apprécier l'éclat de la lampe, parce que le filament présente une certaine inertie calorifique. En réalité, la surtension peut atteindre plusieurs milliers de volts...

96. — Explication du phénomène. Rôle du champ magnétique. — Quand l'interrupteur est ouvert, le flux à travers la bobine est nul, puisque l'intensité est nulle. Quand le courant circule normalement, le flux est maximum.

Entre ces deux extrêmes, il a fallu que le flux passe d'une valeur nulle à une valeur fixe. Nous en pouvons déduire que la bobine elle-même a été le siège d'une force électromotrice d'induction, ou plus exactement de *self-induction* (self, mot anglais, qui implique l'idée de soi-même; ainsi, myself = moi-même, yourself = vous-même).

Mais comment se manifeste cette force électromotrice de self-induction?

Elle obéit à la loi de Lenz que nous avons formulée plus haut.

Lors de l'établissement du courant, elle s'oppose à l'action de la pile P. S'il n'y avait pas self-induction, l'établissement d'un courant dans un circuit *serait instantané*, en vertu de la loi d'Ohm qui n'est exacte que dans un circuit possédant seulement de la résistance.

Cette loi ne tient pas compte du temps d'établissement et s'écrit, nous le rappelons :

$$I = \frac{E}{R}.$$

E étant la force électromotrice de la pile,

R la résistance de la totalité du circuit.

La self-induction intervient, pendant la période de variation, pour faire naître une véritable *force contre-électromotrice.* Il est particulièrement intéressant de savoir d'où vient cette force antagoniste car lorsqu'une

force électromotrice (celle de la pile) fait circuler des électrons malgré l'opposition d'une force contre-électromotrice, *elle accomplit un certain travail.* Or, un travail doit se manifester d'une manière ou d'une autre. S'il s'agissait du travail d'une force de frottement, nous constaterions un échauffement. Ici tel n'est pas le cas et aucun dégagement de chaleur supplémentaire n'apparaît pendant la période d'établissement du courant.

D'autre part, après rupture du circuit, une énergie relativement considérable se manifeste dans l'étincelle de rupture ou dans la brève illumination de la lampe, placée entre les contacts de l'interrupteur.

Comme l'énergie ne peut ni naître seule, ni disparaître, sans laisser de trace (principe de la conservation de l'énergie), l'idée vient immédiatement à l'esprit que l'énergie qui apparaît au moment de la rupture est précisément celle qui semblait n'avoir laissé aucune trace au moment de l'établissement du courant.

L'expérience montre qu'il en est bien ainsi : il y a égalité de valeur dans les deux manifestations.

La question qui demeure en suspens, c'est de savoir en quel endroit s'accumule l'énergie pendant que le courant circule normalement. La même quantité d'énergie apparaît à la rupture si le courant circule depuis quelques secondes, où s'il circule depuis des heures...

La réponse est bien simple : *c'est le champ magnétique qui constitue le réservoir d'énergie,* réservoir qui se vide brusquement au moment où le courant électrique cesse de circuler.

D'ailleurs, un examen attentif va nous montrer qu'il ne saurait guère en être autrement.

La puissance produite par une source de courant dans un circuit se détermine par une des relations que nous avons établies plus haut. Par exemple :

$$P = RI^2.$$

D'après la loi de Joule, cette puissance apparaît tout entière sous forme de chaleur. En plus de cette chaleur, le courant crée autour de lui un champ magnétique. Faut-il donc supposer qu'un champ magnétique ne « coûte rien » (au point de vue énergétique, s'entend). Cela serait pour le moins surprenant. Les lignes précédentes nous apprennent que la dépense d'énergie nécessaire pour l'établissement du champ magnétique est faite, une fois pour toutes, au début de l'opération[1]. Pour poursuivre cette comparaison, on pourrait dire que l'établissement d'un champ

1. Voir appendice, page 112, note I.

magnétique ne comporte qu'une dépense de premier établissement; après quoi, il n'y a pas de dépenses d'entretien.

97. — Inertie électrique et inertie mécanique. — L'induction entre deux circuits nous a déjà suggéré une comparaison avec l'inertie mécanique. Nous pouvons encore faire appel à cette même notion dans le cas présent.

Il peut sembler extraordinaire que le champ magnétique puisse être entretenu sans aucune dépense d'énergie. Nous retrouvons des cas absolument comparables en mécanique.

Lorsqu'on communique une certaine vitesse à un corps pesant, il emmagasine une certaine quantité d'énergie dite *énergie cinétique*. Cette énergie se mesure très simplement par l'expression :

$$W = \frac{1}{2} MV^2.$$

M étant la masse du corps,
V étant la vitesse.

Nous manœuvrons une voiture à bras, chargée par exemple d'un poids de 500 kilogrammes, sur un terrain plat. Notre expérience journalière nous apprend que nous aurons beaucoup de mal à *démarrer* le véhicule. Quand, à force d'efforts, nous lui aurons communiqué une vitesse normale, tout ira bien et il suffira d'une faible dépense musculaire pour maintenir le mouvement. Bien mieux : la mécanique nous apprend que l'effort à fournir serait nul s'il n'y avait pas les frottements : frottements des roues sur le sol, frottement dans les roulements, etc...

L'énergie cinétique représentée par la vitesse est absolument invisible...

Mais nous aurons la révélation de son existence, quand il s'agira d'arrêter. *Il faudra obligatoirement que cette énergie apparaisse.* Pour arrêter le véhicule, il faudra absorber l'énergie par le frottement des freins (et alors l'énergie apparaît sous forme de chaleur), ou bien nous serons obligés d'appliquer un effort musculaire aussi violent qu'au départ pour immobiliser le véhicule.

98. — Courants parasites ou courants de Foucault. — Une force électromotrice induite apparaît lorsqu'une variation de flux se produit à travers un enroulement, quelle que soit l'origine de la variation de flux.

Mais qu'advient-il si la variation de flux se produit à travers un conducteur massif, comme une masse de cuivre ou d'aluminium?

L'expérience montre que des courants induits, ou *courants de Foucault*,

naissent dans le conducteur. Ces courants circulaires, fermés sur eux-mêmes, se développent dans des plans perpendiculaires au champ inducteur et se traduisent extérieurement par l'échauffement de la masse métallique.

Lorsqu'un conducteur quelconque doit être placé dans un champ magnétique variable on réduit la longueur des circuits internes en constituant le conducteur par des feuillets isolés. C'est ainsi que les circuits magnétiques des transformateurs sont réalisés avec des tôles minces, électriquement isolées entre elles par une épaisseur de papier, ou par une couche de vernis. Le plan des feuillets doit être parallèle aux lignes de force du champ, car les courants de Foucault ont des trajectoires circulaires perpendiculaires aux lignes de force.

On peut très facilement mettre en évidence l'action des courants de Foucault de la manière suivante :

Un disque de cuivre rouge peut, à l'aide d'une manivelle et d'engrenages, tourner à grande vitesse entre les mâchoires d'un électro-aimant.

Dans le circuit de ce dernier sont intercalés une source de courant et un interrupteur.

On fait tourner le disque à une vitesse régulière quelconque, ce qui ne demande évidemment qu'un effort très faible. Mais dès qu'on ferme le circuit on *sent un freinage considérable.* On constate en même temps que le disque s'échauffe.

Le phénomène est la conséquence directe de la loi de Lenz. Les courants de Foucault ont un sens tel que la réaction entre leur champ magnétique et celui de l'électro-aimant tend à s'opposer à leur variation de flux qui leur a donné naissance, c'est-à-dire au mouvement du disque, dans le cas présent.

La même expérience pourrait être réalisée en utilisant un cylindre de cuivre dans un champ uniforme.

Dans ces deux cas on peut, dans une certaine mesure, diminuer l'effet de freinage. Il suffit d'éviter que les courants ne puissent avoir des parcours trop longs. On arrive à ce résultat en coupant radialement le disque, ou en constituant le cylindre par des empilements de feuilles de cuivre isolées les unes des autres.

Nous verrons que ce principe a été appliqué dans la construction des induits de dynamo qui sont constitués par des tôles de fer empilées et isolées.

Les courants de Foucault sont encore utilisés pour obtenir l'amortissement des appareils de mesure. Nous verrons aussi quel est leur rôle considérable dans le blindage des circuits.

99. — Coefficient de self-induction. — Lorsqu'un courant circule dans un circuit, il y détermine un certain flux *de force magnétique.*

On appelle *coefficient de self-induction* d'un circuit le rapport de la variation du flux de force embrassé à la variation du courant dans le circuit.

En termes plus précis, une variation de courant dI produit une variation de flux $d\Phi$. Le coefficient de self-induction est

$$L = \frac{d\Phi}{dI} \cdot 10^{-9}.$$

L'unité de coefficient d'induction, dans le système pratique, est le Henry.

Lorsqu'on place un noyau magnétique dans une bobine, on augmente évidemment le flux embrassé et, par conséquent, le coefficient de self-induction.

100. — Coefficient d'induction mutuelle. — Considérons deux bobinages placés au voisinage l'un de l'autre. Quand l'un est parcouru par un courant électrique, il y a production d'un champ magnétique et l'autre bobinage se trouve traversé par un certain flux. Il est évident que la grandeur relative de ce flux dépend des positions mutuelles des deux bobines et de leur nombre de spires, de la surface des spires, etc... Ce flux sera grand si les deux bobines sont concentriques et bobinées, par exemple, sur la même carcasse. Il sera nul si les axes des deux bobines sont perpendiculaires, parce que, dans ce cas, le plan des spires est parallèle aux lignes de force.

On peut donc définir un certain coefficient M, dit *d'induction mutuelle,* qui traduit d'une manière précise le couplage des circuits. On peut établir que ce coefficient est de la même forme qu'un coefficient d'induction mutuelle.

On dira que le coefficient d'induction mutuelle entre deux circuits est de 1 Henry lorsqu'une des bobines, parcourue par un courant de 1 ampère produira un flux de 10^8 Maxwells à travers l'autre bobine. Il est inutile de spécifier de quelle bobine il s'agit, car il y a naturellement réciprocité. S'il y a 1,5 Henry d'inductance mutuelle (on emploie aussi cette expression) entre A et B, il y a aussi 1,5 Henry entre B et A.

Alors que, par définition, le coefficient de self-induction est toujours positif, le coefficient d'induction mutuelle peut parfaitement prendre des valeurs négatives. Dans le cas que nous avons cité plus haut on passerait par exemple de 1,5 à — 1,5 en inversant le sens d'enroulement d'une bobine.

101. — Importance de la terminologie. — L'origine du terme *self-induction* est anglaise et veut dire : induction par soi-même ou auto-induction.

En anglais, « self » détaché d'un autre terme, n'a aucun sens. Employer l'expression *bobine de self*, c'est utiliser une expression sans signification Il est encore moins recommandable d'employer le mot « self ».

Pour éviter l'emploi de l'expression — un peu longue — de : *bobine de self-induction* on utilise, en manière de synonyme, le terme *inductance*. On dit, couramment : une inductance de 50 Henrys. Cette méprise n'est pas très grave, bien qu'il s'agisse encore d'une confusion de termes, puisqu'une *inductance* est, en réalité, le produit d'un coefficient de *self-induction* par une *pulsation*. Mais pour une fréquence donnée, l'inductance est toujours proportionnelle au coefficient de self-induction et il n'y a pas grand mal à employer un terme pour l'autre. En conséquence, nous recommandons d'utiliser, pour désigner une bobine, soit les termes précis : bobine, enroulement, soit le terme : inductance, mais d'éviter le mot « self » qui ne signifie rien.

APPENDICE DU CHAPITRE VIII

I. — Localisation de l'énergie magnétique.

Nous avons établi plus haut que lorsqu'un diélectrique est le siège d'un *champ électrique*, on peut considérer que chaque centimètre cube renferme une énergie donnée par la formule :

$$W = \frac{KE^2}{8\pi}$$

dans laquelle W est exprimé en ergs — si E intensité de *champ électrique* est exprimé en volt par centimètre. La constante diélectrique K dépend du milieu.

Peut-on envisager les faits sous un point de vue analogue quand il s'agit :

1° Non plus d'un champ électrique mais d'un champ magnétique?

2° Non plus d'un diélectrique mais d'un corps magnétique ?

L'étude complète du problème est assez complexe. Nous ne l'entreprendrons pas dans tous ses détails. Nous nous bornerons à souligner certains points particuliers qui légitiment l'assimilation que nous ferons par la suite.

Remarquons, tout d'abord, que pour faire régner un *champ électrique* entre deux armatures, il faut dépenser de l'énergie : celle qui représente la charge du condensateur. *Après quoi le champ se maintient aussi longtemps qu'on veut sans aucune dépense supplémentaire.* C'est une première analogie avec le champ magnétique.

Remarquons encore que cette énergie n'est récupérable qu'au moment où nous faisons disparaître le champ, c'est-à-dire quand nous déchargeons le condensateur.

De même que *l'énergie électrique* est emmagasinée dans le diélectrique, de même on peut considérer *l'énergie magnétique* comme emmagasinée, non pas dans les conducteurs, *mais dans le milieu magnétique.*

En partant de ces considérations, on peut exprimer, par exemple, *l'énergie volumé-*

trique d'un circuit magnétique de perméabilité μ quand il y règne un champ magnétique d'intensité H.

On trouve alors l'expression suivante :

$$W = \frac{\mu H^2}{8\pi} \text{ ergs par cm}^3.$$

Expression de même forme mathématique que l'expression citée plus haut.

Pour un circuit magnétique de volume V cm³ on aurait donc une énergie totale :

$$W = \frac{\mu H^2}{8\pi} \times V \text{ ergs}$$

mais pour un long solénoïde nous avons appris que :

$$H = \frac{4\pi NI}{10l}$$

pour une bobine de longueur l (cm) comportant N spires parcourues par un courant d'intensité I (ampères).

De même $V = S \times l$, S étant la section en cm² du circuit magnétique.

On obtient donc finalement (en ergs).

$$W = \frac{1}{2} \frac{4\pi\mu N^2 S}{10^2 l} I^2$$

ou en Joules :

$$W = \frac{1}{2} \frac{4\pi\mu N^2 S}{10^9 \times l} I^2. \qquad (1)$$

Coefficient de self-induction.

Remarquons que $\frac{4\pi\mu N^2 S}{10^9 l}$ est un coefficient qu'on pourrait appeler la *capacité magnétique* du circuit magnétique, associé à la bobine.

C'est aussi le *flux magnétique* produit par le propre champ magnétique de la bobine à travers la surface totale des spires. En effet :

La surface d'une spire est S, la surface totale est donc : NS et

$$\frac{4\pi\mu NI}{10l}$$

est *l'intensité du champ magnétique produit par la bobine.*

C'est pour cette raison que :

$$\frac{4\pi\mu N^2 S}{10^9 l}$$

est appelé *le coefficient de self-induction* de la bobine. Il est désigné le plus souvent par le symbole L et se mesure en *Henrys.*

En remplaçant le coefficient de self-induction par son symbole dans l'expression (1) trouvée plus haut, il vient :

$$W = \frac{1}{2} L I^2.$$

$$W \text{ Joules} = \frac{1}{2} \text{ Henrys} \times \text{Ampères} \times \text{Ampères}.$$

La forme mathématique de cette expression est exactement la même que celle d'une énergie cinétique W exprimée en fonction de la vitesse V et de la masse M :

$$W = \frac{1}{2} MV^2.$$

II. — Période d'établissement d'un courant continu.

Soit un circuit électrique comportant une force électromotrice E (volts), une bobine de coefficient de self-induction L (Henrys) et une résistance R (ohms). Quand nous fermons le circuit, le flux à travers la bobine passe d'une valeur nulle à des valeurs croissantes. Il naît dans la bobine une force contre-électromotrice d'induction qui s'oppose à E.

Pendant un temps dt, la variation de courant est dI. La force contre-électromotrice correspondante est :

$$-\frac{L\,di}{dt} \text{ (en unités } cgs \text{ em).}$$

Le signe — trouve son origine dans la loi de Lenz.

D'autre part, à la limite, il est évident que l'intensité de courant prendra sa valeur $\frac{E}{R}$, fixée par la loi d'Ohm. Au temps dt on a donc :

$$= \frac{E}{R} - \frac{L\,di}{dt}$$

ou

$$i + \frac{L\,di}{dt} = \frac{E}{R},$$

qui est une équation différentielle linéaire du premier ordre qu'il nous suffira d'intégrer entre la valeur O et la valeur $I = \frac{E}{R}$.

Quand dt est grand l'équation se réduit naturellement à $i = \frac{E}{R}$.

La solution est la suivante :

$$i = \frac{E}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right)$$

dans laquelle e est un nombre indéfini dont une valeur approchée est 2,718.

D'une manière précise, le courant n'atteindra sa valeur de régime permanent qu'au bout d'un temps théoriquement infini.

La fraction $\frac{R}{L}$ est la *constante de temps du circuit. Cette constante de temps s'exprime en secondes.*

Au bout d'un temps $t = \frac{R}{L}$ la valeur du courant est $i = \left(\frac{e-1}{e}\right)I = 0{,}63\ I$.

III. — Courant de coupure ou de rupture.

Il est impossible de poser exactement les équations du problème, car on ignore la loi de variation de la résistance. Celle-ci passe en effet d'une valeur R à une valeur infinie (circuit ouvert), mais il y a production d'une étincelle de rupture dont la résistance varie suivant une loi ignorée.

Toutefois on peut montrer que la quantité d'électricité qui apparaît est :

$$Q = \frac{L}{R}\,\frac{E^2}{R}$$

ou, si T est la constante de temps :

$$Q = T\,\frac{E^2}{R}.$$

Or $\frac{E^2}{R}$ est la puissance fournie par la source en régime permanent (watts ou joules par seconde).

On peut donc en conclure que la quantité d'électricité emmagasinée dans le circuit est celle que fournit la source pendant un temps égal à la constante de temps.

IV. — Comparaison avec la charge d'un condensateur.

A l'aide d'une source de force électromotrice E (volts), chargeons un condensateur de capacité C (farads) à travers une résistance R (ohms).

Un raisonnement parallèle à celui que nous avons fait plus haut nous permettrait de mettre le problème en équation. Nous partirions des faits suivants :

a) L'intensité de courant au début de la charge est :

$$I = \frac{E}{R}.$$

b) Quand le condensateur est chargé, l'intensité de courant est nulle.

La quantité totale d'électricité fournie par le source est :

$$Q = CV.$$

$$\text{Coulombs} = \text{Farads} \times \text{Volts}.$$

On écrirait que la charge dQ prise pendant un temps dt est CdV et l'on remarquerait que :

$$\frac{dQ}{dt} = di.$$

Ainsi, on établirait une équation différentielle du premier ordre dont la solution serait :

$$i = Q\left(1 - e^{-\frac{t}{CR}}\right)$$

qui remplit bien cette condition d'être nulle pour $t = \infty$.

Pour exprimer la charge prise au bout d'un temps t, on aurait :

$$Q = CE\left(1 - e^{-\frac{t}{CR}}\right).$$

Le produit CR est *la constante de temps du circuit.* Au bout d'un temps CR, on montrerait que la charge prise par le condensateur est égale à 0,63 de la charge totale.

V. — Décharge d'un condensateur dans un circuit résistant.

Le condensateur de capacité C chargé à la tension E est déchargé dans une résistance R.

On établirait que les équations de la décharge sont les suivantes :

$$Q = CE\left(e^{-\frac{t}{CR}}\right)$$

$$i = -\frac{Q}{CR}e^{-\frac{t}{CR}}.$$

APPLICATIONS DES PHÉNOMÈNES D'INDUCTION.

VI. — Bobine d'induction. Bobine d'allumage.

Nous avons déjà reconnu, à la suite d'une expérience décrite dans le texte, que les phénomènes d'induction permettaient de développer dans un circuit des tensions bien supérieures à celles de la source. Dans l'expérience de la figure 60, en partant d'une tension de quelques volts, on peut, à l'aide d'une bobine à fer, développer des

tensions d'extra-rupture de *plusieurs milliers de volts*. L'importance de la tension développée dépend :

a) de la rapidité avec laquelle le circuit est coupé ;

b) de la grandeur du coefficient de self-induction de la bobine.

Les lois de l'induction nous montrent, en effet, que la tension induite est plus grande si la variation de flux est plus rapide.

D'autre part, l'énergie emmagasinée dans la bobine est $\frac{1}{2} LI^2$; elle est donc proportionnelle à L.

Les bobines d'induction utilisent le même phénomène sous une forme plus perfectionnée (fig. 61-fig. 62).

Sur un noyau de fer doux on a bobiné un enroulement primaire qui comporte quelques spires de gros fil. Le circuit primaire comprend une source de courant B et un interrupteur I. Le circuit secondaire comporte un très grand nombre de spires bobinées autour du noyau au-dessus du circuit primaire.

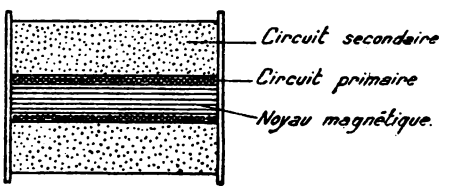


Fig. 61.

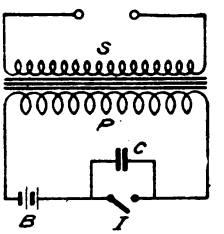


Fig. 62.

Chaque rupture, comme chaque établissement du courant, développe entre les bornes du circuit secondaire une tension considérable. La tension développée lors de la fermeture du circuit est limitée par la période d'établissement du courant ; elle est beaucoup plus faible que la tension développée au moment de la rupture. On améliore considérablement le fonctionnement en plaçant un condensateur C entre les bornes de l'interrupteur. L'extra-courant charge le condensateur C au lieu de se manifester par une étincelle de rupture.

La tension développée dépend non seulement des deux facteurs cités plus haut mais aussi du rapport entre le nombre de spires du primaire et du secondaire.

Le noyau magnétique est constitué par un faisceau de fil de fer doux. On évite ainsi les pertes par courant de Foucault induits dans ce noyau.

C'est une telle bobine d'induction qui est utilisée pour l'allumage des moteurs à explosion (Delco).

Une bobine « Delco » alimentée par une batterie de 6 ou 12 volts peut fournir des tensions de l'ordre de 30 000 ou 40 000 volts.

L'interrupteur I est le « *rupteur* » — qui est commandé par la rotation du moteur.

VII. — Bobine de Ruhmkorff.

La bobine de Ruhmkorff est construite exactement comme la bobine du paragraphe précédent ; seulement, l'interrupteur est commandé électriquement. Dans le modèle primitif l'interrupteur était du même type que celui des sonneries électriques : un marteau était attiré par le noyau et provoquait la rupture d'un contact platiné.

Pour des bobines plus puissantes, d'autres modèles ont été imaginés.

On construit des bobines pouvant fournir jusqu'à 200 000 ou 300 000 volts.

CHAPITRE IX

Génératrices et moteurs dynamo-électriques.

102. — Introduction. — Les procédés que nous avons précédemment décrits pour obtenir des courants électriques ne sont pas économiques, ou bien ne peuvent fournir qu'une quantité d'électricité tout à fait insuffisante pour les besoins industriels.

Si l'on n'avait point imaginé des moyens de convertir directement l'énergie mécanique en énergie électrique, la face du monde aurait été changée profondément.

Les phénomènes d'induction étudiés dans le précédent chapitre permettent de convertir directement l'*énergie mécanique* en *énergie électrique*. Les machines chargées de cette transformation sont des *génératrices dynamo-électriques* quand il s'agit de courant continu.

L'ancêtre des dynamos modernes est la *machine de Gramme*. Entre l'ancêtre et ses descendants, aucune différence de principe n'est advenue; on constate seulement des différences dans la réalisation des différents organes.

103. — Principe de la génératrice ou dynamo. — Imaginons, figure 63, une spire de fil placée dans un champ magnétique uniforme.

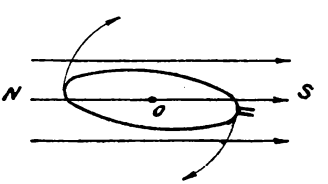


Fig. 63.

Lorsque la spire occupe la position indiquée par la figure 63, elle n'est traversée par aucun flux, puisque le plan de la spire coïncide avec celui des lignes de force. Mais la spire peut tourner autour d'un axe qui passe par son centre. Lorsqu'elle est dans la position indiquée par la figure 64, elle est évidemment traversée par un flux maximum, car, en prolongeant

le mouvement jusque dans la position, figure 65, le flux devient décroissant et s'annule dans la position pour laquelle le plan de la spire est de nouveau parallèle aux lignes de force.

En continuant le mouvement dans le même sens, nous obtiendrions une variation égale, *mais dans l'autre sens.*

Cherchons le sens des courants induits dans la spire.

De la position I à la position II, il y a, dans la spire, un flux croissant : on peut en déduire l'existence d'une force électromotrice. A partir de la position II, le flux est décroissant. La variation de flux change

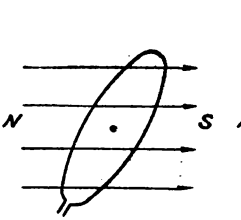


Fig. 64.

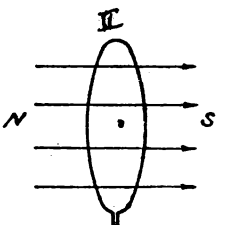


Fig. 65.

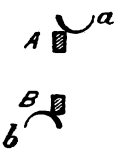


Fig. 66.

de sens et, par conséquent, la force électromotrice induite s'inverse également.

Quand la spire occupera la position verticale symétrique, la force électromotrice induite atteindra la même valeur que précédemment, *mais elle sera en sens inverse.*

Imaginons maintenant (fig. 66) que les deux extrémités de la spire soient reliées à deux plots A et B qu'elle entraîne dans sa rotation. La disposition est telle que, dans la position II, les deux plots viennent en contact avec deux frotteurs fixes *a* et *b*.

Ainsi nous pourrons recueillir extérieurement la force électromotrice induite.

Bien que celle-ci, dans la spire, s'inverse à chaque demi-tour, *la tension recueillie sera toujours de même sens.*

En effet, un certain sens correspond à la connexion de la figure 66. Après une rotation d'un demi-tour, les plots viendront, de nouveau, en contact avec les frotteurs. La force électromotrice sera inversée, *mais ce sera le plot B qui viendra en contact avec le frotteur.*

Les deux inversions successives correspondent évidemment à une force électromotrice dans le même sens.

Si nous faisons tourner la spire, nous obtiendrons entre les plots A et B, à chaque demi-tour, une force électromotrice de sens constant.

Cette force électromotrice sera intermittente. Elle cessera dès que les

plots auront quitté les frotteurs. Mais rien n'empêche de prévoir toute une série de spires légèrement décalées les unes par rapport aux autres et correspondant, chacune, à deux plots comme A et B. *De la sorte, dès que le frotteur aura quitté le plot A il entrera en contact avec le plot voisin. Ainsi il n'y aura pas d'interruption.*

Tel est le principe du générateur dynamo-électrique. Nous allons maintenant décrire sa construction.

104. — Description d'une génératrice. — Nous avons supposé qu'il n'y avait qu'une seule spire. Mais il est évident que le même raisonnement sera valable si chaque *section* — c'est le mot technique — est constituée par N spires en série. La force électromotrice induite dans chaque spire s'ajoute à celle des autres spires. Tout se passe comme si la surface de la spire — et par conséquent le flux — était multipliée par N.

Pour augmenter considérablement le flux, on bobine les spires sur un

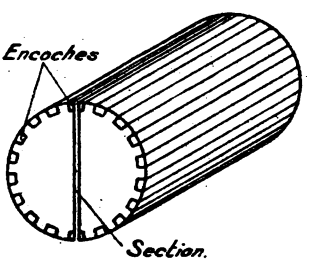


Fig. 67.

tambour constitué par un empilement de tôles de fer doux (pour éviter les courants de Foucault). Les extrémités de chaque section aboutissent à des *plots* ou *lames du collecteur* et les frotteurs, constitués par des crayons de charbon tendre, sont appelés *les balais*. Les lames du collecteur sont isolées entre elles par des feuilles de mica tendre.

L'ensemble, constitué par *le tambour* de tôle, les sections, le collecteur constitue l'*induit*.

Certains induits sont lisses, c'est-à-dire sont constitués par un cylindre de tôles. D'autres sont prévus avec *des encoches* dans lesquelles viennent prendre place les sections (fig. 67).

105. — Connexions de l'induit. — *Résistance Interne.* — Dans le cas d'une dynamo bipolaire, le mode de connexion pratique des différentes bobines est celui que nous indiquons sur la figure 68.

Dans ce dessin, nous avons supposé que chaque *section* ne comporte que deux spires.

En partant de la lame d_1, on décrit le trajet suivant : d_1 *bcc' defghh' i a'* — ce qui constitue une première section qui aboutit par conséquent à la

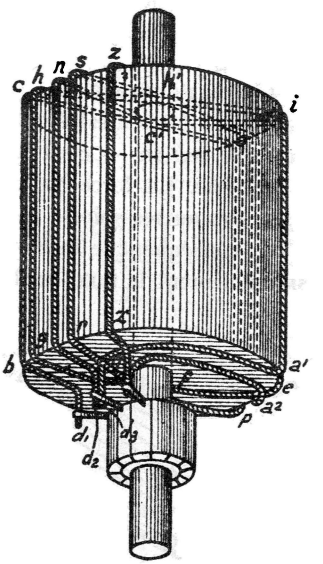


Fig. 68.

lame suivante du collecteur. En partant de cette seconde lame, on suivrait le trajet :

d_2 *n o p r s'* etc... puis
d_3 etc.....

En d'autres termes, on part d'une lame du collecteur pour décrire la section et l'extrémité est reliée à la seconde lame. On part de cette seconde lame, on décrit la section et on aboutit à la troisième lame.

L'enroulement total de l'induit constitue donc un circuit continu dans lequel les forces électromotrices d'induction s'ajoutent.

D'autre part, on peut considérer que l'induit est constitué par deux moitiés identiques qui sont en parallèles aux bornes des balais. Ainsi donc si le courant fourni par la dynamo a une intensité I, chacun des conducteurs est parcouru par une intensité $\frac{I}{2}$.

La résistance interne de la machine est déterminée par la résistance des sections. Dans une machine bipolaire, les deux moitiés de l'induit sont en parallèle sous les balais. Si R est la résistance totale du fil de l'induit, chacune de ces moitiés a une résistance $\frac{R}{2}$ et comme elles sont en parallèle, la résistance équivalente à l'ensemble est $\frac{R}{4}$.

107. — Inducteur. — L'inducteur est le système dont le rôle est de créer le champ magnétique (fig. 69).

Il comporte deux *pièces polaires* qui viennent épouser les contours de

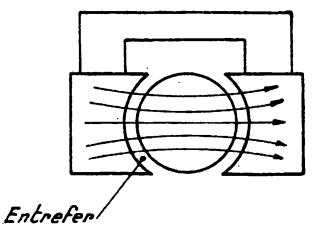


Fig. 69.

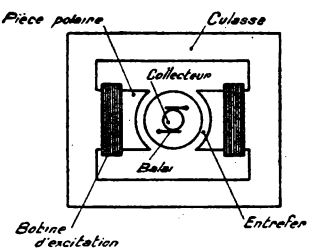


Fig. 70.

l'induit de telle sorte que le trajet des lignes de force, dans l'air, soit aussi court que possible.

Pour les machines de très faible puissance, on peut utiliser un aimant. Les machines sont alors appelées des *magnétos*.

Pour les machines plus puissantes, on utilisera des électro-aimants. Nous reviendrons plus loin sur ce point particulier.

108. — Quelques remarques sur le fonctionnement d'une dynamo. — Nous pouvons facilement déterminer quels sont les facteurs qui influent sur le fonctionnement [1].

Pour obtenir une tension élevée, nous pourrons :

a) *Construire un induit comportant un grand nombre de spires,* puisque les tensions développées dans chacune des spires s'ajoutent.

b) Faire tourner rapidement la machine. La force électromotrice d'induction dépend de la rapidité avec laquelle se reproduit la variation de flux. Elle est proportionnelle à la vitesse. Une dynamo qui donne 100 volts

1. Voir appendice, page 128.

à 500 tours par minute donnera 200 volts à 1 000 tours, si le flux inducteur est invariable.

c) *Augmenter le flux inducteur.* Comme nous avons ici utilisé un aimant, nous n'avons d'autres ressources que de diminuer l'*entrefer*, c'est-à-dire l'intervalle d'air qui existe entre l'induit tournant et *la masse polaire* qui est fixe.

109. — Excitation par électro-aimant. — L'intensité du flux inducteur donné par un aimant ne peut dépasser certaines valeurs. Pratiquement, on ne peut songer à utiliser ce système pour des machines un peu puissantes.

Les dynamos industrielles comportent des *enroulements d'excitation.* Le flux inducteur n'est pas créé par un aimant, mais par un *électro-aimant* (fig. 70).

Le courant nécessaire pour l'excitation est fourni par la machine elle-même.

On peut connecter les inducteurs de trois manières différentes :

a) *Excitation shunt* (fig. 71). — Les enroulements d'excitation sont

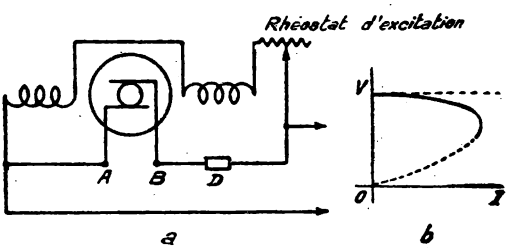


Fig. 71.

constitués par des enroulements à fil fin, comportant un très grand nombre de spires. Les bobines sont connectées en parallèle, ou en *shunt* aux bornes de l'induit. C'est le cas le plus fréquent.

Il devient très facile de régler la tension fournie par la machine. On intercale simplement un *rhéostat d'excitation* ou de *champ* en série avec les inducteurs. On agit ainsi sur le champ magnétique fourni, et, en conséquence, sur la tension.

b) *Excitation série* (fig. 72). — Les enroulements d'excitation sont constitués par des enroulements à gros fil, comportant relativement peu de spires.

Les bobines sont connectées en série avec l'induit de la machine.

c) *Excitation compound* (fig. 73). — C'est un système mixte. Il y a des spires en parallèle et des spires en série.

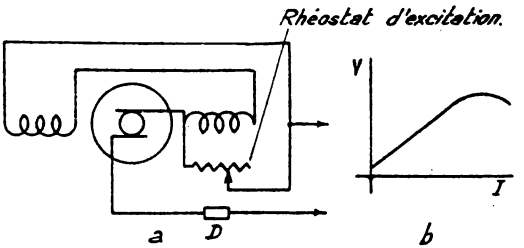


Fig. 72.

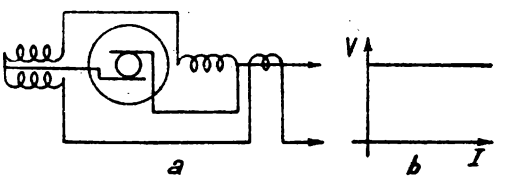


Fig. 73.

110. — Caractéristiques des génératrices. — On peut définir un certain nombre de courbes caractéristiques qui donneront des renseignements précieux sur le fonctionnement de la machine.

Une des plus importantes est celle qui donne la tension aux bornes de la machine en fonction de l'intensité du courant fourni. La vitesse est maintenue constante.

a) *Dynamo shunt.* — Pour une dynamo shunt (71 *b*) la tension varie peu tout d'abord. *A vide,* c'est-à-dire quand I est nul, elle est peu différente de ce qu'elle est à pleine charge.

La différence vient de la chute de tension (RI) qui se produit dans l'enroulement induit, chute de tension dont la répercussion se fait également sentir sur la tension d'excitation et, par conséquent, sur le flux inducteur.

Cet effet devient important aux forts régimes, à tel point qu'on atteint rapidement une intensité limite.

A ce moment, la tension baisse rapidement. La machine peut fonctionner en court-circuit puisqu'à ce moment le flux inducteur tend à devenir nul.

b) *Dynamo série.* — La caractéristique correspondante est très différente (fig. 72 *b*).

A vide la tension est presque nulle puisque le courant inducteur est nul, la tension fournie est due au magnétisme remanent.

A l'inverse de la dynamo-shunt, la tension fournie croît tout d'abord avec la charge. En même temps que s'accroît le courant fourni s'accroît le flux inducteur.

Pour de très fortes intensités la tension décroît pour la même raison que pour la dynamo shunt, et aussi parce que le flux n'est plus proportionnel à l'intensité, la perméabilité du circuit magnétique diminuant et tendant vers 1 (saturation). Toutefois le régime qui correspond à ce maximum est souvent dangereux pour la machine.

c) *Dynamo Compound.* — La caractéristique peut être parfaitement horizontale puisqu'elle correspond, en somme, à la combinaison des deux caractéristiques précédentes.

111. — Amorçage de la machine. — Pour que la machine puisse fonctionner, il faut qu'il y ait un champ magnétique inducteur; mais pour qu'il y ait un champ magnétique inducteur, il faut que la machine fournisse du courant.

En réalité, il est rare que des difficultés se produisent pour l'*amorçage* de la machine. Il y a généralement assez de magnétisme remanent pour la mise en route.

Quand il n'en est pas ainsi, il faut avoir recours à des mesures spéciales. C'est ainsi qu'on peut être contraint de fournir provisoirement une excitation indépendante à l'aide d'une source extérieure (secteur continu, batterie d'accumulateurs, etc...).

112. — Rendement d'une dynamo. — Le rendement d'une dynamo est le rapport entre la puissance mécanique qu'on lui fournit et la puissance électrique qu'elle produit.

Remarquons que la puissance qu'on lui transmet est utilisée :

a) pour produire la puissance électrique utile;

b) pour produire l'excitation;

c) dans les pertes diverses dont les principales sont :

1) frottements mécaniques des roulements, frottement de l'air, frottements des balais;
2) pertes ohmiques (par effet Joule);
3) pertes par hystérésis dans les tôles de l'induit;
4) pertes par courants de Foucault dans l'induit.

Le rendement est, par définition, toujours inférieur à 1. On l'exprime généralement en %.

Le rendement d'une machine de puissance moyenne, parfaitement établie, ne peut guère dépasser 95 %.

Le rendement dépend de la puissance qu'on exige d'une machine. En citant un chiffre, il faut donc toujours spécifier dans quelles conditions il a été obtenu (pleine charge, demi-charge, etc...).

113. — Dynamos multipolaires. — La dynamo schématisée (fig. 70) est une dynamo bipolaire. Dans le but d'obtenir des tensions plus élevées sans arriver à des vitesses de rotation excessives, on utilise des *dynamos multipolaires.*

Les différents pôles sont placés le long de l'induit, de telle sorte que les polarités alternent. Il faut naturellement prévoir autant de lignes de balais qu'il y a de pôles... Les balais sont toujours calés au voisinage des zones neutres.

114. — Réversibilité de la dynamo. — La dynamo est un excellent exemple d'une règle fréquente en électricité qui veut que les phénomènes soient réversibles.

Reprenons la figure 63 et imaginons que la spire soit le siège d'un courant.

L'application de la *règle d'Ampère* nous permettra de trouver qu'une force est alors appliquée à cette spire. Si la spire est solidaire de l'induit, elle tendra à le faire tourner autour de l'axe O.

Ainsi la dynamo, productrice d'électricité quand on la fait tourner, tourne quand on lui fournit de l'électricité.

Comme pour les dynamos génératrices, on pourra distinguer les montages d'inducteurs en série ou en shunt.

115. — Note sur le sens de rotation des moteurs et des génératrices. — Le sens de rotation d'un moteur peut facilement être déterminé en appliquant la règle d'Ampère. *Quand on inverse le sens de la tension appliquée, le moteur continue à tourner dans le même sens.* Il y a, en effet, inversion du courant dans l'induit et dans l'inducteur (donc inversion du champ magnétique). Ces deux inversions font que le sens de rotation demeure le même.

Imaginons qu'une dynamo-série serve à la charge d'une batterie d'accumulateurs. Si le moteur cesse d'entraîner la génératrice, il est évident que les accumulateurs vont alimenter à leur tour la machine. *Il est facile d'observer que le sens de rotation ne changera pas.* Il n'en serait pas de même avec une dynamo shunt.

Règle pratique. — Pour inverser le sens de rotation d'un moteur il

faut inverser le sens des connexions, soit *de l'induit*, soit des *inducteurs*. On inversera, par exemple, les bornes A et B de la figure 71.

116. — Force contre-électromotrice d'un moteur. Rhéostat de démarrage. — Imaginons un moteur arrêté. Nous le mettons brusquement sous tension. Il est évident qu'à ce moment l'intensité de courant fournie par la source est tout simplement déterminée par la loi d'Ohm, si nous admettons (ce qui est exact) que le coefficient de self-induction de l'induit est négligeable.

Le courant, traversant l'induit, détermine une force qui tend à faire tourner celui-ci. En réalité, il ne s'agit pas d'une force, mais d'un « couple » qui est, précisément, *le couple de démarrage du moteur*. Le couple sera d'autant plus grand que le flux inducteur sera plus important.

Supposons que ce moteur n'ait aucune résistance mécanique à vaincre.

1° *Il s'agit d'un moteur shunt.*

Le flux inducteur est déterminé par le courant inducteur. Il a immédiatement la valeur fixée par la résistance des enroulements.

A mesure que le moteur prendra de la vitesse, on constatera que l'intensité de courant diminue. C'est qu'en effet la rotation de l'induit détermine la naissance *d'une force contre-électromotrice*. Lorsque la force contre-électromotrice équilibre exactement la force électromotrice de la source (à laquelle il faut ajouter les chutes de tension), le fonctionnement est stabilisé et la vitesse demeure constante.

Pour une tension d'alimentation déterminée on peut très facilement régler cette vitesse en agissant sur le flux inducteur, et, en conséquence, sur l'intensité du courant inducteur. Un rhéostat sur l'excitation permet de contrôler la vitesse (Voir fig. 71 *a* et 72 *a*).

Lorsqu'on exige un certain travail du moteur, l'intensité de courant augmente, car la vitesse tend, naturellement, à ralentir.

Un moteur-shunt a la propriété d'avoir une vitesse presque constante, quel que soit le travail exigé, tout au moins dans certaines limites.

En *l'absence de charge*, le moteur shunt tend à s'emballer si le circuit d'excitation est coupé. La faiblesse du flux excitateur est telle qu'il ne peut y avoir équilibre entre la force électromotrice de la source et la force contre-électromotrice.

Le couple de démarrage d'un moteur shunt est particulièrement faible quand la source de courant a une résistance interne notable. La grande intensité prise par l'induit produit, dans la résistance interne de la source une chute de tension importante. En conséquence, induit et inducteur sont alimentés sous une tension réduite.

On évite cet effet en intercalant dans le circuit de l'induit un rhéostat de démarrage en D (fig. 71). Il est facile de voir que les inducteurs sont alors alimentés par la tension totale.

2° *Moteur série.*

Le flux inducteur est très grand, puisque la même intensité de courant traverse nécessairement l'induit et l'inducteur et que la force contre-électromotrice de l'induit est nulle au démarrage. En conséquence, le couple de démarrage est considérable. Cette propriété est précieuse pour certaines utilisations comme la traction électrique, les appareils de levage, etc...

A vide, le moteur s'emballera et pourra atteindre une vitesse dangereuse. A mesure que cette vitesse augmente, le flux inducteur diminue, puisque l'intensité diminue. Aucun équilibre ne peut être atteint entre la force électromotrice de la source et la force contre-électromotrice de la machine (les frottements étant négligés).

La vitesse du moteur varie beaucoup avec la charge.

117. — Rendement d'un moteur. — C'est le rapport entre la puissance électrique qu'on lui fournit et la puissance mécanique qu'on récolte.

Ce rendement est, naturellement, toujours inférieur à 1 ou, si l'on préfère, à 100 %.

On peut admettre que le rendement d'une machine comme moteur est égal au rendement de la même machine utilisée comme génératrice.

118. — Convertisseur rotatif. — Nous avons reconnu précédemment que, pour une même vitesse, on peut faire varier la force électromotrice d'une machine en agissant sur le nombre de spires de l'induit. Nous pouvons imaginer deux machines dont les induits sont couplés mécaniquement. Si nous faisons tourner l'ensemble à une certaine vitesse, nous obtiendrons une tension de 6 volts, par exemple, sur un des collecteurs, et une tension de 250 volts sur l'autre.

Mais nous pouvons aussi utiliser une des machines comme moteur et l'autre comme génératrice. En partant d'une tension de 6 volts, nous obtiendrons, par cet artifice, une tension de 250 volts, ou inversement. Un tel ensemble est appelé un *groupe convertisseur.*

Le même résultat serait évidemment obtenu en bobinant les deux induits sur une même carcasse.

Les deux enroulements, électriquement séparés, seront reliés à deux collecteurs placés de part et d'autre de l'induit. Les bobines inductrices, le circuit inducteur sont communs. Ainsi on réalise un *convertisseur.*

De telles machines peuvent être utilisées pour l'alimentation anodique des récepteurs d'automobiles. Sur la voiture, on ne dispose, en effet, que d'une tension de 6 ou 12 volts et il faut, pour assurer le fonctionnement du récepteur, une tension anodique dépassant 100 volts.

APPENDICE DU CHAPITRE IX

I. — Calcul de la force électromotrice d'une dynamo.

Soit une dynamo dont l'induit comporte au total n conducteurs, c'est-à-dire $\frac{n}{2}$ spires, puisqu'une même spire correspond à deux conducteurs périphériques.

Soit f, sa vitesse (tours/seconde) et soit Φ le flux fourni par les inducteurs.

A chaque demi-tour le flux passe de $+\Phi$ à $-\Phi$. La variation est donc 2Φ.

Mais nous savons qu'un induit bipolaire peut être considéré comme constitué par deux moitiés semblables en parallèle. La variation de flux 2Φ intéresse donc $\frac{n}{2}$ conducteurs, ou plus exactement $\frac{n}{4}$ spires.

La variation totale de flux est $\frac{n}{4} \times 2\Phi$ ou $\frac{n\Phi}{2}$.

Cette variation s'effectue dans la durée d'un demi tour c'est-à-dire $t = \frac{1}{2f}$ puisque f est le nombre de tours en une seconde.

La force électromotrice d'induction causée par une variation $d\Phi$ pendant un temps dt est donnée par :

$$E = \frac{d\Phi}{dt} 10^{-8}$$

$$\text{volts} = \frac{\text{Maxwells}}{\text{secondes}} 10^{-8}.$$

Nous trouvons en définitive :

$$E = \frac{\frac{n\Phi}{2}}{\frac{1}{2f}} 10^{-8} \text{ ou } n f \Phi 10^{-8}$$

formule exprimée en volts si :

Φ est exprimé en Maxwells
f en tours par seconde,

n étant le nombre de conducteurs périphériques de l'induit.

Ainsi que le raisonnement simplifié nous l'avait déjà montré, la force électromotrice d'une dynamo est proportionnelle :

a) *au flux inducteur ;*
b) *au nombre de conducteurs placés sur l'induit ;*
c) *à la vitesse de rotation.*

II. — Réaction d'induit.

En réalité, les phénomènes qui se passent dans une dynamo sont plus complexes que ne pourrait le laisser supposer la théorie élémentaire. Nous avons, en effet, supposé que le *flux inducteur* régnait seul dans l'induit. Mais ce dernier, parcouru par les courants induits, produit un champ magnétique en opposition (loi de Lenz) avec le champ inducteur.

En d'autres termes, il y a une *réaction de l'induit* sur le flux inducteur.

Une des conséquences de ce phénomène c'est que la commutation de la machine n'est pas assurée dans les meilleures conditions quand les balais sont calés dans les lignes neutres. On peut combattre les effets de la réaction d'induit en cherchant le calage convenable des balais (en avant de la ligne neutre pour les génératrices, en arrière pour les moteurs), en étudiant des induits spéciaux, ou en munissant la machine de *pôles auxiliaires* ou *pôles de commutation*.

On peut montrer que le courant qui circule dans l'induit a pour effet d'augmenter l'induction dans une partie de l'entrefer sous la masse polaire et de la diminuer dans l'autre partie. Tout se passe, en somme, comme si la distribution des inductions, dans l'induit avait subi une rotation par rapport à l'axe du pôle. La ligne neutre — correspondant à la meilleure commutation — n'est donc plus placée à égale distance des deux pôles successifs.

Pratiquement, l'effet de la réaction d'induit se traduit par l'apparition d'étincelles sous les balais.

La théorie montre, et l'expérience confirme, que la ligne des balais doit être légèrement tournée dans le sens du mouvement pour une génératrice et dans le sens contraire pour un moteur.

Mais le champ perturbateur d'induit est évidemment proportionnel à l'intensité de courant qui traverse l'enroulement d'induit. Cette intensité dépend de la puissance produite ou absorbée par la machine.

L'angle de rotation du champ résultant (composante du champ d'induit et du champ inducteur) dépend donc de la puissance. On sera donc amené à modifier le calage des balais pour assurer la commutation la meilleure, suivant que la machine fonctionnera à pleine charge, ou à charge réduite.

En réalité on doit considérer le procédé du « calage des balais » comme un pis aller applicable seulement aux machines à faible puissance ou à basse tension (les difficultés de la commutation croissent avec la tension fournie). La véritable solution c'est l'emploi *de pôles de commutation*. Ce sont des pôles inducteurs auxiliaires placés dans la zone neutre dont le rôle est de fournir un champ égal et de sens contraire à celui de l'induit. Ce champ devant être proportionnel à l'intensité qui circule dans l'induit, ces pôles auxiliaires seront placés en série avec l'induit et seront parcourus par le courant total. Si le calcul de la machine a été fait correctement et si, en particulier, la culasse n'est pas saturée dans le voisinage de la zone neutre, on peut ainsi construire des machines dont les balais sont rigoureusement calés entre les pôles et dont la commutation est pratiquement parfaite à vide comme en pleine charge.

MOTEURS ÉLECTRIQUES

TABLEAU RÉSUMÉ

TYPE D'EXCITATION	COUPLE DE DÉMARRAGE	VITESSE			APPLICATIONS
		à vide	en charge	Variation	
Shunt ou en dérivation	Relativement faible	Prend une valeur fixe	Presque constante	Par rhéostat de grande résistance *en série* avec les inducteurs.	Chaque fois qu'une vitesse constante est indispensable.
Série	Très puissant	S'emballe La vitesse peut prendre une valeur dangereuse	Très variable	Par rhéostat de faible résistance en parallèle avec les induct[illegible]	Quand le couple résistant croit avec la vitesse et quand il faut un fort couple de démarrage (traction, levage).
Compound	Assez puissant	Constante	Constante	Par rhéostat agissant sur un des enroulements.	

CHAPITRE X

Unités et systèmes d'unités.

119. — Généralités. — Jusqu'ici, dans le cours de cet ouvrage, nous avons cité le nom des unités électriques sans en donner une définition précise et systématique.

Il importe, maintenant, d'étudier sommairement la notion d'unité et de montrer que son importance est considérable.

120. — Importance des mesures. — De très nombreux problèmes scientifiques sont résolus par une simple question de mesure. Ainsi, par exemple, l'exactitude des théories d'Einstein a pu être prouvée irréfutablement par une série de mesures de précision.

Mais qu'est-ce que mesurer une grandeur? Mesurer une grandeur, c'est la comparer à une autre grandeur prise pour *unité.*

La réalisation physique d'une unité se nomme un *étalon.*

Une mesure se ramène toujours à une comparaison de grandeurs semblables, car il est évident qu'on ne peut comparer que des grandeurs de même nature. Ainsi, la mesure d'une longueur s'exprime en mètres, mais ne peut s'exprimer en kilogrammes...

Une telle méprise semble impossible dans la vie courante. Elle est cependant fréquente en Électricité; il n'est pas rare d'entendre parler d'un *courant de* 110 *volts,* ce qui constitue exactement la même erreur.

121. — Systèmes d'unités. — Dans un *système d'unités* on distingue les *unités fondamentales* qui sont arbitrairement choisies, et les *unités dérivées* dont la valeur peut se déduire des précédentes à l'aide de formules et, aussi, dans certains cas, de conventions.

Des exemples feront plus facilement comprendre ces notions.

Dans le système métrique, l'unité fondamentale est le mètre. L'étalon, c'est une certaine *barre de platine iridié à* 10 %, *déposée au Bureau International des Poids et Mesures.* On a, en effet, renoncé depuis longtemps à définir le mètre comme une fraction quelconque du méridien terrestre.

Le mètre, ainsi fixé, peut nous permettre de définir l'unité de surface.

Nous savons que la surface d'un rectangle est proportionnelle au produit de sa base par sa hauteur. Donc :

$$S = K (L \times H).$$

Mais on peut en dire autant du triangle.

$$S = K' (L \times H).$$

Les coefficients K et K' sont différents. Nous pouvons convenir de faire K ou K' égal à 1. Suivant que nous ferons l'une ou l'autre convention nous obtiendrons *deux systèmes d'unités différents.*

Dans le système métrique, on a admis K = 1, ce qui permet de définir $K' = \frac{1}{2}$ ou 0,5 par des relations géométriques.

Si l'on avait choisi K' = 1, on aurait trouvé K = 2.

122. — Choix des unités fondamentales. — Pour définir un système d'unités, il faut choisir quelques unités fondamentales. On pourrait établir des systèmes cohérents en partant de deux unités fondamentales seulement, mais on préfère, pour des raisons de commodité, choisir trois unités fondamentales.

C'est qu'en effet, si le choix est indifférent en théorie, il ne l'est nullement en pratique. Il faut, en partant des unités fondamentales, pouvoir facilement définir les unités dérivées. D'autre part, les unités fondamentales doivent permettre l'établissement *d'étalons* et ceux-ci doivent être commodément comparables entre eux.

123. — Système c. g. s. — Les trois grandeurs fondamentales du système c. g. s. sont :

Le centimètre : symbole c
Le gramme : — g
La seconde : — s

d'où le terme abrégé c. g. s.

Unité de longueur. — Le *centimètre* est la centième partie du mètre (voir définition plus haut).

Unité de masse. — L'unité de *masse* (et non de poids) est le *gramme.* C'est la millième partie du kilogramme déposé au Bureau International des Poids et Mesures.

Unité de temps. — L'unité de temps est la seconde sexagésimale définie comme la 86.400e partie du jour solaire moyen.

124. — Système métrique. — Le système métrique admet aussi trois unités fondamentales. *L'unité de longueur* est le mètre.

La seconde unité fondamentale est *l'unité de Force*, qui est *le kilogramme-poids*. C'est la force exercée par la pesanteur sur la masse du kilogramme étalon, aux latitudes moyennes et au niveau de la mer. *Il faut, pour la définition de cette unité, préciser les conditions géographiques, ce qui est, évidemment, un inconvénient grave.*

Unité du temps. — C'est la même que dans le système c. g. s.

125. — Recherche des unités dérivées. — La recherche et la définition des unités dérivées se font en partant de relations connues [1].

Ainsi, l'unité d'aire ou de surface sera, dans le système c. g. s., le carré admettant comme côté l'unité de longueur. Ce sera le centimètre carré (cm^2).

L'unité de volume sera le cube admettant comme arête l'unité de longueur (cm^3).

Une vitesse est évidemment le rapport qui existe entre une longueur et un temps. L'unité de vitesse sera le *centimètre par seconde*, qui n'a pas reçu de nom spécial.

Ainsi, de proche en proche, il devient possible de définir toutes les unités dérivées.

126. — Cas des unités électriques. — La même méthode sera exactement suivie quand il s'agira de définir les unités électriques.

On peut s'étonner, à priori, qu'il soit possible de déterminer une unité d'intensité de courant ou de capacité électrique en partant de la *seconde*, du *gramme* et du *centimètre*. Mais cela est parfaitement réalisable et précisément, le but de certaines expériences, est de faire *des mesures absolues*, c'est-à-dire *de mesurer des valeurs électriques en partant directement des unités fondamentales.*

Les principales grandeurs électriques sont :

Quantité d'électricité	Q
Intensité de courant	I
Différence de potentiel	E
Résistance	R
Capacité	C
Masse magnétique	*m*

1. **Voir compléments : équations aux dimensions. NOTE IV, page 142.**

Pour définir les unités électriques, on part de relations que nous avons eu l'occasion de signaler déjà et qui sont :

$$W = E\,Q \quad (1)$$
$$E = R\,I \quad (2)$$
$$Q = I\,t \quad (3)$$
$$Q = C\,E \quad (4)$$

et une expression que nous n'avons pas eu l'occasion d'étudier et qui est une loi de Maxwell donnant une relation entre une énergie W, une masse magnétique m et une intensité de courant.

$$W = 4\,\pi m\,I \quad (5)$$

Nous avons cinq relations entre six grandeurs inconnues. *On montre, en algèbre, qu'un tel système ne peut pas avoir de solution.* Il faut connaître autant de relations *indépendantes* qu'il y a d'inconnues. Pour définir un système d'unité, il faut ajouter une sixième relation de notre choix, relation indépendante des précédentes et liant une ou plusieurs grandeurs électriques à des grandeurs mécaniques.

Suivant le choix de cette relation on obtiendra des systèmes d'unités différents.

127. — I. Système électrostatique c. g. s. — La relation choisie est la loi de Coulomb, relative aux actions mutuelles des masses *électriques*, ou quantités d'électricité.

$$F = K\,\frac{QQ'}{l^2}.$$

En admettant que $K = 1$ dans le vide et que $Q = Q'$, on définira l'unité de quantité d'électricité comme : *la masse électrique qui, dans le vide, repousse une masse égale avec une force unité, à l'unité de distance.*

128. — II. Système électromagnétique c. g. s. — On choisira, cette fois, la loi de Coulomb relative aux actions mutuelles entre les masses *magnétiques*.

$$F = K'\,\frac{mm'}{d^2}.$$

Et, cette fois, l'unité de masse magnétique sera définie en prenant $K' = 1$ dans le vide.

Nota. — On pourrait aussi obtenir un système électrodynamique en partant de certaines équations d'Ampère qui définissent les actions des courants sur les courants. Mais *le système électrodynamique* ainsi défini n'a aucun intérêt pratique.

129. — Multiples et sous-multiples. — Il arrive souvent qu'une unité est trop grande ou trop petite pour les besoins courants. C'est ainsi qu'il serait très mal commode d'utiliser le centimètre pour l'étude d'un itinéraire à travers la France. On utilise alors un multiple qui est le kilomètre.

Les multiples ou sous-multiples s'indiquent généralement sous forme de *préfixes*.

Multiples :

Deca	équivaut à	10	unités.
Hecto	—	100	—
Kilo	—	1 000	—
Myria	—	10 000	—
Méga	—	1 000 000	—

Sous-multiples :

Déci	équivaut à	0,1	unité.
Centi	—	0,01	—
Milli	—	0,001	—
Micro	—	0,000 001	—

On peut, particulièrement dans le cas des sous-multiples, avoir besoin de divisions supplémentaires.

C'est ainsi que :

Millimicro	équivaut à	0,000 000 001
Micromicro	—	0,000 000 000 001.

Mais une difficulté peut surgir lorsqu'il s'agit de comparer certaines grandeurs très différentes et l'emploi de nombres très grands ou très petits peut être incommode.

On suppose, alors, que le nombre est composé de deux facteurs dont l'un est égal à 10, muni d'un exposant. L'exposant indique de combien de rangs il faut déplacer la virgule vers la gauche, quand il est négatif et ajouter de zéros à droite, quand il est positif.

Ainsi, par exemple

0,000 234 s'écrira 234.10^{-6}

et 234 000 — 234.10^{3}.

130. — Le système c. g. s. — Les unités fondamentales ont déjà été définies plus haut. Nous allons rapidement passer en revue les principales unités, les définir, et donner leur nom quand elles en ont.

Vitesse. — L'unité de vitesse n'a pas reçu de nom spécial. *C'est la vitesse d'un corps qui parcourt uniformément* 1 centimètre *en* 1 seconde.

Accélération. — L'unité d'accélération est celle d'un mobile dont la vitesse s'accroît uniformément de 1 *centimètre par seconde.*

Force. — L'unité de force est la *dyne. C'est la force qui, agissant sur la masse unité, lui communique une accélération unité.*

Un gramme-poids est égal à 981 dynes.

Le chiffre 981 vient du fait que l'accélération normale, due à la pesanteur, est, précisément, de 981 unités c. g. s.

Pression. — *L'unité de pression est la pression exercée par une dyne sur un centimètre carré.*

Une unité pratique est la méga-dyne par cm^2 qui a reçu le nom de *Barie.*

Travail. — L'unité de travail est l'*erg. C'est le travail effectué par une dyne, quand le point d'application se déplace de* 1 *centimètre.*

Le *Joule* est un multiple de l'erg qui en vaut 10^7.

Puissance. — *La puissance unité équivaut à un travail de* 1 *erg effectué en une seconde.* Cette unité étant très petite, on utilise pratiquement le *watt* qui vaut 10^7 ergs par seconde, c'est-à-dire un *Joule* par seconde.

Quantité de chaleur. — On sait que chaleur et travail sont des manifestations différentes de l'énergie.

$$1 \text{ calorie} = 4{,}18 \times 10^7 \text{ ergs ou } 4{,}18 \text{ Joules.}$$

La calorie étant la quantité de chaleur nécessaire pour élever de 1 *degré la température de* 1 *gramme d'eau.*

On utilise aussi parfois la grande calorie qui vaut 10^3 petites calories.

131. — Système électrostatique c. g. s.

QUANTITÉ D'ÉLECTRICITÉ. — *C'est la quantité d'électricité qui, placée à une distance de* 1 *centimètre d'une quantité égale la repousse avec une force de* 1 *dyne.*

INTENSITÉ DE COURANT. — *C'est l'intensité d'un courant constant qui, en une seconde, débite une quantité d'électricité égale à une unité de quantité d'électricité.*

UNITÉ DE CAPACITÉ. — *C'est une capacité telle que, sous une tension unité, la quantité d'électricité emmagasinée soit égale à l'unité.*

Des considérations théoriques permettent de démontrer que, dans le système électrostatique, *l'équation aux dimensions* [1] d'une capacité est précisément *une longueur.* En conséquence, dans le système électrostatique c. g. s., l'unité de capacité est tout simplement *le centimètre.*

132. — Système électromagnétique pratique. — Les unités diverses sont définies exactement comme nous venons de le faire pour le

1. Voir appendice, page 142 et suivantes.

système statique. Le point de départ étant différent, ces unités ont des valeurs différentes.

Un malencontreux hasard a voulu que les unités ainsi définies aient des valeurs très différentes des valeurs usuelles : elles sont ou trop grandes, ou trop petites.

C'est pour cette raison qu'on a adopté un système électromagnétique pratique dont les unités sont, en réalité, des multiples ou sous-multiples des unités théoriques.

Ces unités sont :

RÉSISTANCE ÉLECTRIQUE. — *L'ohm* (symbole O) qui vaut 10^9 unités c.g.s.

Pratiquement, *l'ohm international* est défini de la manière suivante :

C'est la résistance offerte, à un courant invariable, à la température de la glace fondante, par une colonne de mercure ayant une masse de 14,4521 g *une section constante et une longueur de* 106,3 *cm.*

1 mégohm (MΩ) = 1 000 000 ohms ou $10^6\,\Omega$

1 microhm (μΩ) = 0,000 001 ohm ou $10^{-6}\,\Omega$

INTENSITÉ DE COURANT. — L'unité d'intensité de courant est l'*Ampère* (symbole A) qui vaut 10^{-1} unité c. g. s.

L'Ampère international est pratiquement défini comme *l'intensité constante qui, traversant une solution d'azotate d'argent, produit dans certaines conditions, un dépôt de* 0,001 118 *grammes d'argent par seconde.*

QUANTITÉ D'ÉLECTRICITÉ. — C'est *le Coulomb* (symbole C), *quantité d'électricité fournie par* 1 *ampère pendant* 1 *seconde.* Remarquons qu'on aurait pu prendre, comme unité de charge naturelle, celle que possède un seul électron.

La charge d'un seul électron est de :

$$1{,}59.10^{-19}\ \text{Coulomb.}$$

TENSION. — C'est le *Volt; un courant de* 1 *ampère crée, entre les extrémités d'une résistance de* 1 *ohm, une différence de potentiel de* 1 *volt. C'est aussi une tension telle que la puissance électrique représentée par une intensité de* 1 *ampère, sous une tension de* 1 *volt, soit de* 1 *watt.*

Le Volt est défini pratiquement à l'aide de piles étalon. Il est représenté d'une manière suffisamment exacte par : les 1 000 /1 434 *de la force électromotrice de la pile étalon de Latimer Clark à* 15° ou, encore, par : *les* 10 000 /10 184 *de l'élément Weston à* 20°. Ces comparaisons doivent d'ailleurs être faites dans certaines conditions précises.

Un millivolt (mV) = 0,001 volt ou 10^{-3} volt.

Un microvolt (μV) = 0,000 001 volt ou 10^{-6} volt.

CAPACITÉ ÉLECTRIQUE (symbole F). — C'est *le Farad, capacité telle qu'un*

condensateur de 1 *farad sous une tension de* 1 *volt, emmagasine* 1 *Coulomb.* C'est une unité énorme. Aussi utilise-t-on, en pratique, le Microfarad et, en radio, *le millimicrofarad* et le *micromicrofarad.* C'est parce que le *Farad* n'est pas une unité de grandeur usuelle qu'on utilise, parfois, en radio, le *cm.* qui est, en réalité, l'unité électrostatique. Nous verrons plus loin quels sont les rapports entre les deux systèmes.

1 microfarad (μF)	= 0,000 001 farad (10^{-6}).
1 μμF = 1 pF	= 0,9 cm.
1 cm.	= 1,1 μμF = 1,1 pF

Le mot *picofarad* (pF) a remplacé le terme micromicrofarad (10^{-12} Farad), comme le *nanofarad* (nF) a remplacé le millimicrofarad.

Nous avons donné, dans le chapitre des condensateurs, au paragraphe 19, un tableau de ces unités pratiques.

Coefficient d'induction (symbole H). — L'unité de coefficient d'induction est le *Henry* qui vaut 10^9 unités c.g.s. L'unité c.g.s. étant, d'ailleurs, *le centimètre* pour des raisons analogues à celles que nous avons exposées, à propos de l'unité électrostatique de capacité.

On dit que deux circuits ont un coefficient d'induction mutuelle de 1 Henry quand une variation régulière d'intensité de 1 ampère, en une seconde dans l'un d'eux, détermine la naissance d'une force électromotrice d'induction de 1 volt dans l'autre circuit.

1 millihenry (*m*H)	= 0,001 Henry (10^{-3}).
1 microhenry (μH)	= 0,000 001 Henry (10^{-6}).

Unité de champ ou d'induction (symbole G). — C'est le *Gauss* qui est l'unité théorique.

Unité de flux. — C'est *le Maxwell* qui équivaut à un flux de 1 *Gauss* à travers une surface de 1 cm².

133. — Quelques autres unités usuelles de divers systèmes.

Le cheval-vapeur (symbole CV). — Le cheval-vapeur est une *unité de puissance* dérivée du système métrique, et qui vaut 75 kilogrammètres par seconde.

Il est facile d'en déduire qu'à Paris le cheval-vapeur vaut environ 736 watts.

Le Cheval-Vapeur anglais est un peu différent. C'est le H P. (Horse-Power) qui vaut environ 746 watts.

Ampère-heure (symbole A H). — C'est une unité de *quantité d'électricité* qui correspond, naturellement, à une intensité de courant de 1 ampère pendant 1 heure ou 3 600 secondes.

L'ampère-heure vaut donc 3 600 Coulombs.

Le Mho, qui est le mot *ohm* renversé, est l'unité de *conductance* qui est l'inverse d'une résistance.

$$1 \text{ mho} = \frac{1}{1 \text{ ohm}}.$$

Cette notion n'est employée que dans certains cas particuliers. Elle serait, à l'heure actuelle, d'une grande commodité, car les « mho » des différents circuits parallèles s'ajoutent tout simplement pour trouver la conductance équivalente.

La notion de *résistance* s'est développée dans les premiers temps de l'électricité; alors qu'on ne connaissait que l'éclairage par arc. Or, au lieu d'être montés en parallèle comme les lampes à incandescence actuelle, les arcs étaient montés en *série*. Il était alors plus commode d'utiliser la notion *de résistance*.

Le micromho est utilisé par les Américains comme unité de *conductance* pour les lampes de radio. Une conductance de 1 000 micromho équivaut à une pente ou inclinaison de 1 milliampère par volt.

134. — Rapport entre les deux systèmes d'unités. — On peut facilement trouver quel est le rapport qui existe entre les unités des deux systèmes : il suffit de mesurer, par exemple, la même quantité d'électricité avec les deux unités et de chercher quel est le rapport des deux nombres.

On constate qu'entre les deux chiffres ainsi trouvés il existe un rapport simple dans lequel intervient le chiffre *c, vitesse de la lumière ou du rayonnement électromagnétique dans le vide.*

Une telle coïncidence n'est pas fortuite et la physique moderne n'a pas manqué d'en tirer des conclusions.

On peut condenser les observations faites sous la forme suivante :

$$\text{1 unité électromagnétique de....} \begin{cases} \text{Intensité de courant} = c \\ \text{Quantité d'électricité} = c \\ \text{Force électromotrice} = \frac{1}{c} \\ \text{Capacité} = c \\ \text{Résistance} = \frac{1}{c^2} \end{cases} \text{unités électrostatiques.}$$

Pratiquement, on peut en déduire que :

$$1 \text{ Farad} = 9.10^{11} \text{ centimètres.}$$
$$1 \text{ Microfarad} = 9.10^{5} \quad —$$

APPENDICE. CHAPITRE X

I. — Unités géométriques et mécaniques principales.

GRANDEUR	NOM	SYMBOLE	QUELQUES MULTIPLES & SOUS-MULTIPLES usuels			
			Nom	Symbole	Rapport	
Longueur	centimètre	cm	mètre kilomètre millimètre micron	m km mm μ	10^2 10^5 10^{-1} 10^{-4}	
Surface	centimètre carré	cm^2	mètre carré centiare are hectare	m^2 ca a ha	10^4 10^4 10^6 10^8	1 ca = 1 m^2 1 a = 100 m^2 1 ha=10000 m^2
Volume	centimètre cube	cm^3	mètre cube décimètre cube litre hectolitre stère	m^3 dm^3 l hl st	10^6 10^3 10^3 10^5 10^6	ou 1000 litres = 1 litre = 1 dm^3 = 1 m^3
Temps	seconde	s	heure minute	h m jour moyen	3.600 60 86.400	
Angle	radian		degré minute seconde grade	° ' '' g^r	360° = 2π radians 1° = 60' 1' = 60'' 400 g^r = 2π radians	
Densité	gramme par cm^3	g/cm^3				
Vitesse	cm par seconde	cm/s	kilomètre/heure			
Accélération	cm par seconde seconde	cm/s^2				
Force	dyne	dyne				
Impulsion d'une force	dyne/seconde	dyne/s				
Moment d'une force	centimètre dyne	cm/dyne				

II. — Unités géométriques et mécaniques principales (*Suite*).

GRANDEUR	NOM	SYMBOLE	QUELQUES MULTIPLES & SOUS-MULTIPLES usuels		
			Nom	Symbole	Rapport
Energie ou travail	Erg		*Joule*	j	10^7
			kilogrammètre	kg/m	1 kgm = 9,81 joules
			grande calorie		1 petite calorie = 4,18 joules
			petite calorie		1 joule = 0,24 petite calorie
Puissance	Erg/seconde	Erg/s	*Watt*	w	1 w = 1 j. par seconde
			milliwatt	mw	10^{-3} watt
			microwatt	µw	10^{-6} watt
			kilowatt	kw	10^3 watts
			cheval/vapeur	CV	1 cv = 736 watts
Pression	Barie Bar	dyne/cm² sthène m²	atmosphère		1 *at* = 1,013 bar 1 bar = 0,98 at.
		II. UNITÉS MAGNÉTIQUES			
Intensité de champ ou induction	Gauss	G			
Flux magnétique	Maxwell				
Reluctance	Oerstedt				
Force magnéto-motrice	Gilbert				

III. — Unités électromagnétiques pratiques.

GRANDEUR	NOM	SYMBOLE	RAPPORT AVEC L'UNITÉ théorique U. E. M. cgs	QUELQUES MULTIPLES ET SOUS-MULTIPLES USUELS		
				Nom	Symbole	Rapport avec l'unité pratique
Résistance	ohm	O	10^9	Mégohm Microhm	MO μO	10^6 O 10^{-6} O
Intensité de courant	Ampère	A	10^{-1}	Milliampère microampère	mA μA	10^{-3} A 10^{-6} A
Force électromotrice	Volt	V	10^8	Kilovolt Millivolt Microvolt	KV mV μV	10^3 volt 10^{-3} – 10^{-6} –
Quantité d'électricité	Coulomb	C	10^{-1}	ampère/heure	A/H	3600 coulombs
Capacité	Farad	F	10^{-9}	microfarad millimicrofarad micromicrofarad centimètre	μF mμF $\mu\mu$F 1F = 1μF = 1$\mu\mu$F = 1 cm =	10^{-6} F 10^{-9} F 10^{-12} F 9.10^{11} cm 9.10^5 cm 9.10^{-1} cm ou 0.9 cm $\frac{1}{0,9}$ $\mu\mu$ F ou ','
Coefficient d'induction	Henry	H	10^9	millihenry microhenry	mH μ H	10^{-3} henry 10^{-6} henry

IV. — Équations aux dimensions.

Les considérations suivantes permettent de comprendre comment, dans un système d'unités, on peut passer des unités fondamentales aux unités dérivées.

Soit, par exemple, un système d'unités dans lequel :

L'unité de longueur est : L;

L'unité de masse est : M;

L'unité de temps est : T.

Supposons qu'une unité dérivée x varie comme la puissance α de l'unité de longueur. Nous dirons qu'elle est de degré α par rapport à L et nous traduirons *conventionnellement* cette observation par l'égalité :

$$x = L^{\alpha}.$$

Ainsi, par exemple, l'unité de surface varie comme le carré de L. Nous dirons que l'*équation aux dimensions* d'une surface est :

$$L^2.$$

Mais une même unité dérivée peut varier, en même temps, comme la puissance α de l'unité de longueur, comme la puissance β de l'unité de masse, comme la puissance γ de l'unité de temps. Son équation aux dimensions sera dans ce cas :

$$L^{\alpha}M^{\beta}T^{\gamma}.$$

Exemples : Une *vitesse* s'exprime comme le rapport entre une longueur et un temps. Son équation aux dimensions est donc :

$$\frac{L}{T} \text{ ou } LT^{-1}.$$

Une *accélération* c'est le rapport entre une vitesse et un temps, puisque cette grandeur traduit la variation de la vitesse pendant un temps unité.

C'est donc $\frac{V}{T}$ et comme l'équation aux dimensions de V est LT^{-1} on trouve finalement :

$$LT^{-2}.$$

Force. — Si l'on applique une certaine force F à un corps de masse m on lui communique une accélération a et la définition de la force est précisément :

$$F = ma.$$

L'équation aux dimensions de m est M.

L'équation aux dimensions de a est LT^{-2}.

Donc l'équation aux dimensions d'une force est :

$$M \times LT^{-2} \text{ ou } LMT^{-2}.$$

Pression. — Une pression se définit comme un rapport entre une force et une surface :

$$P = \frac{F}{S}$$

l'équation aux dimensions de : F est LMT^{-2} celle de : S est L^2.

On en déduit que l'équation aux dimensions d'une pression est

$$\frac{LMT^{-2}}{L^2} \text{ ou } L^{-1}MT^{-2}.$$

Travail. — Quand le point d'application d'une force F se déplace d'une longueur L. le travail accompli est :

$$W = FL.$$

L'équation aux dimensions correspondantes est donc :

$$L^2MT^{-2}.$$

On voit facilement d'après ces quelques exemples comment on peut constituer les équations aux dimensions de toutes les grandeurs.

Ces équations permettent de fixer les relations qui existent entre les différentes unités dérivées.

Il va sans dire que les équations aux dimensions d'une même grandeur dans deux systèmes d'unités peuvent être différentes.

Par contre, dans un même système, on peut parfois atteindre l'équation aux dimensions par des voies différentes. On doit obligatoirement tomber sur la même formule.

Les considérations sur les équations aux dimensions ont encore nombre d'utilité pratique. Elles permettent de déterminer ou de vérifier certaines lois physiques.

Nous ne donnerons qu'un seul exemple plus loin, page 146.

V. — Établissement des équations aux dimensions des grandeurs électriques.

Les équations aux dimensions différeront suivant le système d'unité choisi.

Dans le *système électromagnétique* on partira de la *loi de Coulomb* relative aux masses magnétiques :

$$F = \frac{Kmm'}{d^2}$$

K est un nombre dénué de dimensions.

D'autre part, on peut prendre $m = m'$.

On a donc pour l'établissement de l'équation cherchée

$$F = \frac{m^2}{d^2}$$

d'où

$$m^2 = Fd^2.$$

Nous avons établi que l'équation aux dimensions de F est

$$L.\ M.\ T^{-2}.$$

Celle de d est L, celle de d^2 est donc : L^2.

L'équation aux dimensions de m^2 est donc :

$$LMT^{-2} \times L^2 \text{ ou}$$
$$L^3\ MT^{-2}.$$

En conséquence, celle de m est :

$$L^{3/2}\ M^{1/2}\ T^{-1}.$$

Champ magnétique. — Cherchons maintenant celle du *Champ magnétique.*

Une masse magnétique m, placée dans champ H est soumise à une force telle que :

$$F = H \times m \quad \text{d'où}$$
$$H = \frac{F}{m}.$$

L'équation aux dimensions de F est LMT^{-2}

— — M est $L^{3/2}\ M^{1/2}\ T^{-1}$.

Donc, celle de H est :

$$\frac{LMT^{-2}}{L^{3/2}\ M^{1/2}\ T^{-1}} \quad \text{ou} \quad L^{-1/2}\ M^{1/2}\ T^{-1}$$

Intensité de courant. — Cherchons, maintenant, celle d'une intensité de courant :

Nous avons établi la relation suivante :

Dans le vide l'intensité d'un champ magnétique au centre d'un courant circulaire d'intensité I et de rayon r est donnée par :

$$H = \frac{2\pi I}{r} \quad \text{d'où} \quad I = \frac{rH}{2\pi}$$

2π est dénué de dimension

la dimension de r est L.

L'équation aux dimensions sera donc :

$$L \times H \quad \text{ou}$$
$$L \times L^{-1/2}\ M^{1/2}\ T^{-1} \quad \text{ou}$$
$$L^{1/2}\ M^{1/2}\ T^{-1}$$

Quantité d'électricité. — On a, immédiatement :

$$Q = IT \text{ donc l'équation aux dimensions est :}$$

$$L^{1/2} M^{1/2} T^{-1} \times T \text{ ou } L^{1/2} M^{1/2} \text{ etc... etc...}$$

Dans le système électrostatique, on partirait de la loi de Coulomb, relative aux masses électriques :

$$F = \frac{KQ \times Q'}{d^2}.$$

On en déduirait comme nous l'avons fait pour les masses magnétiques l'équation aux dimensions de la masse électrique. Elle serait la même que celle de la masse magnétique, dans le système électromagnétique, c'est-à-dire :

$$L^{3/2} M^{1/2} T^{-1}.$$

Cette expression nous permettrait d'écrire, toujours dans le système électrostatique, l'équation aux dimensions du *champ électrique*, en partant de l'expression : $H = \frac{F}{M}$ puis celle de l'intensité de courant, de la capacité, etc...

VI. — Équations aux dimensions des principales grandeurs électriques.

GRANDEUR	SYSTÈME ÉLECTROSTATIQUE	SYSTÈME ÉLECTROMAGNÉTIQUE	RAPPORT
Quantité d'électricité.....	$L^{3/2} M^{1/2} T^{-1}$	$L^{1/2} M^{1/2}$	$L T^{-1}$
Intensité de courant.....	$L^{3/2} M^{1/2} T^{-2}$	$L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}$	$L T^{-1}$
Force électromotrice.....	$L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}$	$L^{3/2} M^{1/2} T^{-2}$	$\frac{1}{L T^{-1}}$
Capacité.....	$L^{-1} L^{-2}$	$L^{-1} T^{-2}$	$(L T^{-1})^2$
Résistance.....	$L^{-1} T$	$L T^{-1}$	$\frac{1}{(L T^{-1})^2}$
Coefficient d'induction.	$L^{-1} T^2$	L	$\frac{1}{(L T^{-1})^2}$

On remarquera que, dans ce tableau :

1) L'équation aux dimensions d'une capacité dans le système statique est L, en d'autres termes la capacité est *homogène* à une longueur, l'unité normale est donc le centimètre.

2) Même remarque en ce qui concerne le coefficient d'induction dans le système magnétique.

3) Le rapport entre les équations aux dimensions d'une même grandeur exprimé dans les deux systèmes est homogène, soit :

à une vitesse	LT^{-1}
soit à son inverse	$\frac{1}{LT^{-1}}$
soit au carré d'une vitesse	$(LT^{-1})^2$
soit à son inverse	$\left(\frac{1}{LT^{-1}}\right)^2$.

Constante de temps. — Dans le cours de cet ouvrage nous avons été amené à définir *la constante de temps* d'un circuit comportant une résistance R et un coefficient d'induction L comme $\frac{L}{R}$.

Cherchons quelle est l'équation aux dimensions. Nous trouvons dans le système électrostatique :

$$\frac{L - T^2}{L^{-1} T} \quad \text{ou } T$$

dans le système magnétique :

$$\frac{L}{LT^{-1}} \quad \text{ou } T.$$

C'est donc, dans les deux cas, une grandeur homogène à un temps et il est parfaitement légitime de l'appeler *constante de temps* et de l'exprimer en secondes.

Nous nous sommes servis du même terme pour désigner la quantité CR dans un circuit comportant résistance et capacité.

Les équations aux dimensions seront : dans le système électrostatique

$$L \times L^{-1} T \qquad \text{ou } T.$$

Dans le système électromagnétique :

$$L^{-1} T^2 \times LT^{-1} \qquad \text{ou } T.$$

Formules et unités.

Il faut noter que certaines formules sont valables dans tous les systèmes, mais que d'autres formules ne sont valables que dans un seul système, à moins d'être modifiées par un coefficient convenable.

Les formules valables dans tous les systèmes sont :

$$W = QV \qquad Q = CV \qquad V = Ri$$

$$W = \frac{1}{2} CV^2 \qquad Q = it \qquad W = Ri^2t.$$

Les formules :

$$C = \frac{S}{4\pi e} \qquad F = \frac{QQ'}{d^2}$$

sont valables seulement dans le système E. S. c. g. s.

On voit fréquemment surgir des coefficients numériques dans les formules de l'électromagnétisme utilisant les unités du *système pratique* parce que le *Gauss* et le *Maxwell* sont, en réalité, des unités du *système théorique*.

Ex. : $\frac{4\pi nI}{10} \quad \frac{d\varphi}{dt} \quad 10^{-8}$ etc... .

TROISIÈME PARTIE

COURANT ALTERNATIF

CHAPITRE XI

Phénomènes périodiques. — Trigonométrie Élémentaire.

135. — Oscillations pendulaires. — Un phénomène ou un mouvement est dit *périodique* ou *vibratoire*, lorsqu'il se reproduit régulièrement identique à lui-même, au bout d'un temps déterminé.

L'exemple le plus simple et le plus courant est donné par le pendule. On réalise un pendule en suspendant un corps pesant à l'extrémité d'un fil. Le pendule sera au repos dans la position O (fig. 74), c'est-à-

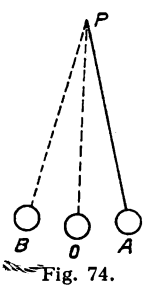


Fig. 74.

Fig. 75.

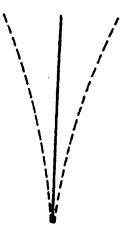


Fig. 76.

dire lorsque le point de suspension P et le centre de gravité du poids seront sur une même verticale.

Écartons le poids de cette position d'équilibre en l'amenant jusqu'au point A. Si à ce moment, nous le lâchons, nous savons, par une expérience de chaque jour, que le pendule *oscille*. Il faut entendre par là qu'il ne reprend pas immédiatement sa position d'équilibre O, mais qu'il la dépasse pour atteindre le point B. Après quoi, le mouvement change de sens : le mobile revient vers O, le dépasse de nouveau et revient presque au point A.

Si le poids est assez important et si les frottements au point de suspension sont réduits au minimum, nous observons que les oscillations per-

sistent fort longtemps. En prenant certaines précautions on peut faire osciller un pendule pendant des journées entières.

Isochronisme des oscillations. — Une première remarque peut être faite : la durée des oscillations de faible amplitude est rigoureusement constante. Si nous mesurons le temps qui s'écoule entre deux passages du mobile au même point, nous trouvons des chiffres rigoureusement égaux. Nous noterons à l'aide d'un chronographe le temps que met le corps pour aller de A en B et revenir en A. Ou, encore, le temps qui s'écoule entre deux passages dans le même sens par le point d'équilibre O.

C'est cette remarque qui est mise à profit pour l'utilisation du pendule dans les horloges.

136. — Autres exemples d'oscillations pendulaires. — On pourrait citer de très nombreux exemples d'oscillations de même nature. Une modification de l'expérience pourrait consister (fig. 75) à suspendre le corps pesant, à un ressort élastique ou un fil de caoutchouc. Les oscillations se produiraient alors dans le sens vertical.

Une tige d'acier (fig. 76) fixée en O dans un étau vibre longuement si on l'a préalablement écartée de sa position de repos.

137. — Étude du mouvement pendulaire. — Tous ces exemples ont des caractères communs que nous allons mettre en lumière. Nous connaissons déjà l'un des plus importants : *isochronisme des oscillations.*

I. Énergie potentielle. — Lorsque nous amenons le mobile en A, nous sommes obligés d'effectuer un certain travail contre la pesanteur puisque,

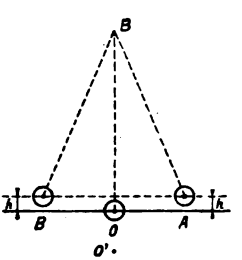


Fig. 77.

en réalité, nous élevons la masse pesante d'une hauteur h (fig. 77). Nous savons, en effet, que le travail effectué par une force est égal au produit de l'intensité de cette force par le déplacement du point d'application.

Si le poids du mobile est de 1 000 grammes, et la hauteur h de 10 centimètres, le travail effectué est alors égal à :

$$981\,000 \times 10 = 9{,}810\,000 \text{ ergs.}$$

Maintenons le corps immobile en A. Le travail effectué est-il perdu? Non, il est *en puissance* ou, pour employer une expression plus précise, *sous forme potentielle* dans le corps pesant. Pour faire apparaître l'énergie dépensée, il suffira de laisser descendre le corps et, dans ces conditions, nous pourrons récupérer notre travail.

Un exemple très simple est celui d'une horloge à poids. Pour faire fonctionner le mécanisme on remonte les poids. On emmagasine ainsi une certaine *énergie potentielle* [1] qui est utilisée lentement pendant toute la semaine, pour le fonctionnement de l'horloge.

Cette comparaison nous permet de bien saisir ce point capital : l'énergie potentielle n'existe que *par rapport à quelque chose.* Il faut, en effet, qu'il nous soit possible de faire descendre le poids à un niveau plus bas, sinon l'énergie potentielle est inutilisable.

Au point O, nous admettons naturellement que l'énergie est nulle par rapport à ce niveau O, mais nous pourrions définir une autre énergie par rapport au point O'.

L'énergie potentielle du poids est nulle quand celui-ci atteint le plancher; l'horloge s'arrête.

Mais si notre expérience est faite au cinquième étage, nous pouvons faire naître une nouvelle provision d'énergie sans élever le poids. Il suffira, pour cela, de percer un trou dans le plancher et, avec une longueur de corde suffisante, de laisser tomber le poids jusqu'au plancher du quatrième étage...

En opérant ainsi, nous ne *créons pas de l'énergie.* Nous nous bornons à récupérer l'énergie qui a été dépensée lorsque les déménageurs ont monté l'horloge au cinquième...

II. Energie cinétique. — Lâchons, maintenant, le pendule dans la position A. Sa vitesse, d'abord nulle, va croître peu à peu; elle sera maximum au point O. A ce moment-là, nous aurons dépensé toute l'*énergie potentielle* accumulée puisque le corps aura repris son niveau primitif. Est-ce à dire qu'il n'y a plus d'énergie dans le système?

Non, car nous avons communiqué une certaine vitesse au corps et *précisément au point* O, cette vitesse est à son maximum.

Or, un corps doué d'une masse M, lancé à une vitesse V possède une *énergie cinétique* égale à $1/2\ M\ V^2$.

1. Nous avons (§ 35) défini le *potentiel électrique* comme *le travail* qu'on effectuait en déplaçant une *charge électrique* dans un *champ électrique.* Il faut donc vaincre la force qui sollicite la charge sous l'influence du champ. Pour charger un condensateur, il faut déplacer les électrons depuis une armature, jusqu'à l'autre. Dans le cas présent il s'agit de déplacer un *corps pesant* dans un *champ de gravitation.* Il y a donc analogie complète entre les deux cas.

Il n'est pas difficile de montrer que l'énergie $1/2\ M\ V^2$ est justement égale à *l'énergie potentielle* accumulée tout à l'heure.

Ainsi donc, au moment précis où l'*énergie potentielle* est nulle, nous observons que l'*énergie cinétique* est maximum.

Poursuivons nos observations. Entraîné par sa vitesse le mobile ne s'arrête pas au point A, mais il le franchit et s'en va vers B.

A mesure qu'il se rapproche de B, il est évidemment contraint de s'élever au-dessus du niveau O. *Il récupère ainsi de l'énergie potentielle.* En même temps, sa vitesse diminue.

Arrivé au point B, correspondant à la hauteur *h*, le mobile s'arrête pendant un court instant : il faut bien qu'il en soit ainsi puisque le mouvement change de sens. Au moment où la masse s'arrête, elle a évidemment perdu toute énergie cinétique...

Cette analyse sommaire nous permet de comprendre que les oscillations du pendule ne sont, en somme, que les hésitations d'une masse entre deux formes différentes de l'énergie. Quand l'énergie cinétique croît, l'énergie potentielle décroît et vice-versa...

Nous aurons l'occasion, dans l'étude de la radio, de montrer que cette manière d'envisager les choses est extrêmement féconde. Les formes de l'énergie, peuvent, d'ailleurs, être différentes. Dans le cas de la figure 75, il y a transformation de l'énergie potentielle en énergie élastique, de même dans le cas de la figure 76.

Nous allons, maintenant, utiliser le mouvement pendulaire pour comprendre quelles sont les caractéristiques principales d'un mouvement vibratoire.

138. — Enregistrement du mouvement. — Dans le but de mieux analyser le mouvement, nous pouvons en fixer définitivement l'image par l'enregistrement.

Dans ce but (fig. 78) nous munirons la masse mobile d'un crin très léger, qui viendra s'appuyer sur une bande recouverte de noir de fumée. La bande se déroulera à vitesse constante, dans un plan perpendiculaire à celui des oscillations.

La courbe que nous obtiendrons ainsi est connue en trigonométrie, sous le nom de : *sinusoïde* (fig. 79).

La ligne horizontale O*t* est l'axe des temps puisque la bande a été déplacée à vitesse constante : les longueurs sont proportionnelles aux temps écoulés.

L'axe perpendiculaire O L représente *l'amplitude* du mouvement, on dit aussi : *l'élongation.*

Cette courbe nous permet de reconnaître que :

a) les oscillations sont *isochroniques*, c'est-à-dire que AE = EI.

De même les demi-oscillations sont égales : AC = CE = EG, etc...

b) De part et d'autre de la position d'équilibre les élongations sont égales : B'B = D'D.

On convient généralement de considérer les amplitudes B'B au-dessus de l'axe des temps, comme des *amplitudes positives* et les autres (D'D) comme des *amplitudes négatives*.

Les temps comme AE ou EI sont dits des *périodes* du mouvement vibratoire. La période représente donc un temps. On dira, par exemple, que la période de tel pendule est de une seconde.

La *fréquence* est un nombre qui mesure le nombre de *périodes* par

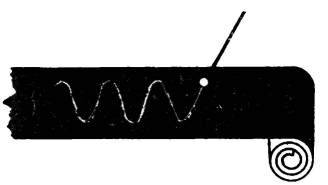


Fig. 78.

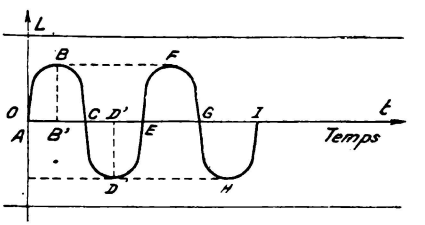


Fig. 79.

seconde. En somme c'est *l'inverse de la fréquence*. Si un pendule a une période de 1/5 seconde, sa fréquence est de 5 périodes par seconde. Au lieu du mot *période*, on emploie fréquemment le mot *cycle* qu'on peut considérer comme synonyme. Pour les vibrations à fréquence très élevée on emploiera le *kilocycle* et le *mégacycle*. Les Allemands utilisent aussi le *hertz* qui vaut *un cycle par seconde*. Un *kilohertz* est égal à un *kilocycle par seconde*.

139. — Mouvement vibratoire amorti. — Nous avons supposé implicitement que le mouvement communiqué à la masse pesante du pendule se poursuivait indéfiniment. En réalité, il n'en est pas ainsi et nos lecteurs savent bien que la masse pesante, décrivant des oscillations d'amplitude de plus en plus réduites, finira par s'arrêter.

Notre oscillation idéale était une *oscillation entretenue;* l'oscillation réelle, est une *oscillation amortie*.

Nous avons journellement sous les yeux des exemples d'oscillations entretenues : le balancier d'une pendule, celui d'une montre, etc... Ces mouvements se reproduisent identiques à eux-mêmes.

Il est aisé de saisir les causes de l'amortissement. Le pendule des figures

74 et 77 subit des frottements : celui de l'air contre le mobile, le frottement inévitable au point de suspension P, etc... Qui dit : frottement, dit obligatoirement : perte d'énergie. Et cette énergie perdue est soustraite à l'énergie emmagasinée dans le mobile. Celle-ci est donc grignotée sans cesse; aussi ne faut-il pas s'étonner de constater une diminution progressive d'amplitude jusqu'à l'arrêt total.

Nous pouvons, d'ailleurs, vérifier ces observations par l'expérience.

L'amortissement est beaucoup plus réduit, c'est-à-dire que les oscillations durent beaucoup plus longtemps si nous faisons osciller le pendule dans le vide, sous une cloche qui communique avec une machine pneumatique, par exemple.

Inversement, l'amortissement est beaucoup plus important si nous augmentons les frottements en munissant, par exemple, la masse mobile d'ailettes de carton.

Si nous relevions la courbe des oscillations amorties par le procédé de la figure 78, nous obtiendrions un diagramme dont l'allure générale

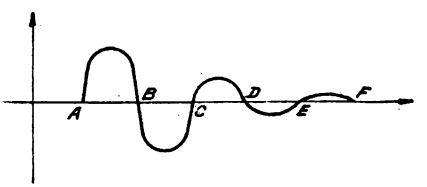


Fig. 80.

correspondrait à la figure 80. Même dans ce cas, on peut considérer pratiquement que les temps AB, BC, CD, DE sont égaux.

140. — Trigonométrie élémentaire. — L'étude théorique des mouvements vibratoires peut se faire à l'aide de la trigonométrie, branche des mathématiques étudiant les relations entre les angles, les arcs et les longueurs.

Les deux droites Ox et OM (fig. 81) définissent un angle α. La grandeur d'un angle peut s'exprimer de différentes manières :

a) *on divise la circonférence en* 360°,

chaque degré en 60 minutes, chaque minute en 60 secondes.

La demi-circonférence mesure 180° et un angle droit, comme yOx mesure 90°.

b) *on divise la circonférence en* 400 *grades.*

Chaque grade en dixième de grade ou décigrades; un angle droit vaut donc 100 grades, etc...

c) On peut aussi définir l'angle comme le rapport de la longueur de l'arc AM au rayon OM; on obtient alors la mesure en *radians*.

La longueur d'une circonférence est $2\pi r$. Le nombre des radians qu'elle mesure est donc : $\frac{2\pi r}{r}$ ou 2π radians. En conséquence, une demi-circonférence mesure π radians et un angle droit $\frac{\pi}{2}$ radians.

Si l'on fait tourner le rayon OM autour du point O, centre de la circonférence, le sens positif est celui de la flèche. C'est le sens de rotation *inverse* de celui des aiguilles d'une montre.

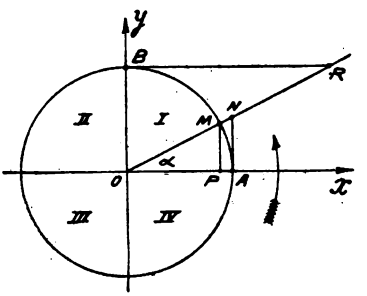


Fig. 81.

Le cercle est divisé en quatre quadrants portant les nos I, II, III et IV.

Du point M abaissons en P une perpendiculaire sur l'axe Ox. Cela nous permet de définir les *lignes trigonométriques* de l'angle qui sont :

$$\text{sinus } \alpha = \frac{PM}{OM}$$

$$\text{cosinus } \alpha = \frac{OP}{OM}.$$

On peut montrer facilement que ces expressions demeurent les mêmes quel que soit le rayon OM. En traçant un cercle plus grand, MP et OM seraient modifiés exactement dans la même proportion si bien que le rapport demeurerait inchangé.

Nous pouvons, en particulier, choisir un rayon égal à l'unité et nous aurons alors, tout simplement :

$$\sin \alpha = PM,$$
$$\cos \alpha = OP.$$

D'après cela, il est facile de comprendre que sinus et cosinus sont toujours des valeurs *égales ou inférieures à* 1.

Nous pouvons aussi déduire des observations précédentes que :

$\sin 0^o = 0$ ..... car la perpendiculaire PM est nulle.
$\sin 90^o = 1$ ..... car PM se confond avec le rayon.
$\cos 0^o = 1$ .....
$\cos 90^o = 0$ ..... } pour les mêmes raisons que ci-dessus.

Le second angle du premier quadrant défini par $\widehat{MOB}$ est égal à

$$90^o - \alpha$$

c'est, par définition, l'*angle complémentaire* de l'angle α.

Le simple examen de la figure permet de montrer que :

$$\sin \alpha = \cos (90^o - \alpha),$$
$$\cos \alpha = \sin (90^o - \alpha).$$

141. — Autres lignes trigonométriques. — Du point A, élevons une droite perpendiculaire à l'axe Ox. Elle vient couper le rayon en N, et elle est, naturellement, tangente au cercle au point A. (C'est une propriété bien connue de la tangente d'être perpendiculaire au rayon aboutissant au point de contact.)

Cela nous permet de définir une autre ligne trigonométrique

$$\text{tangente } \alpha = \frac{AN}{OA}.$$

On pourrait encore définir :

$$\text{cotangente } \alpha = \frac{BR}{OA}$$
$$\text{sécante } \alpha = \frac{ON}{OA}.$$
$$\text{cosécante } \alpha = \frac{OR}{OA}.$$

L'étude de ces trois dernières lignes présente, dans notre cas, un intérêt beaucoup moins grand.

Revenons à la tangente. En faisant varier α on note que la tangente peut être plus grande 1. En particulier, lorsque la rayon se confond avec OB, il n'existe plus d'intersection qu'à l'infini et la tangente est infiniment grande, ce qu'on traduit par le signe : ∞.

142. — Variation du sinus et du cosinus. — Faisons maintenant tourner le rayon OM autour du point O avec une vitesse angulaire uniforme, c'est-à-dire que l'angle comme $\widehat{AOM}$ s'accroît de quantités égales dans des temps égaux.

Nous pourrons dresser de cette variation le tableau suivant :

α		sin α	cos α
0° ou 0	Radians	0	1
30° ou $\frac{\pi}{6}$	»	$\frac{\sqrt{1}}{2}$ ou 0,5	$\frac{\sqrt{3}}{2}$ ou 0,86
45° ou $\frac{\pi}{4}$	»	$\frac{\sqrt{2}}{2}$ ou 0,71	$\frac{\sqrt{2}}{2}$ ou 0,71
60° ou $\frac{\pi}{3}$	»	$\frac{\sqrt{3}}{2}$ ou 0,86	$\frac{1}{2}$ ou 0,5
90° ou $\frac{\pi}{2}$	»	1	0
120° ou $\frac{2\pi}{3}$	»	$\frac{\sqrt{3}}{2}$ ou 0,86	$-\frac{1}{2}$ ou $-$ 0,5
135° ou $\frac{3\pi}{4}$	»	$\frac{\sqrt{2}}{2}$ ou 0,71	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$ ou $-$ 0,71

Il est inutile de continuer ce tableau car il est évident que les lignes repassent par les mêmes valeurs absolues. Les signes peuvent se déterminer par simple examen de la figure 81, ils sont d'ailleurs, les suivants :

	sin.	cos.
Premier quadrant	+	+
2e —	+	—
3e —	—	—
4e —	—	+

Mais nous pouvons représenter graphiquement la variation d'une autre manière.

Traçons encore deux axes rectangulaires *ox* et *oy* (fig. 82).

ox est l'axe des angles, sur lequel nous porterons (en abscisse) des longueurs proportionnelles aux angles ou, ce qui revient au même, *au temps* puisque, par définition, nous avons supposé que l'angle croissait proportionnellement au temps. C'est ce qu'on peut écrire :

$$\alpha = \omega t.$$

ω étant la *vitesse angulaire*, c'est-à-dire l'angle dont tourne le rayon pendant l'unité de temps, t est le temps.

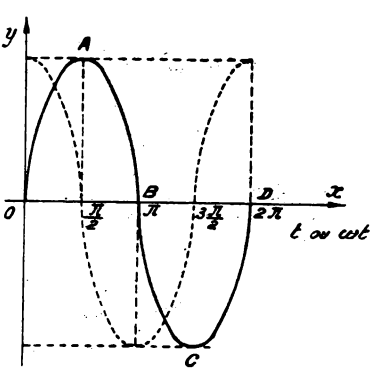


Fig. 82.

Sur l'axe horizontal nous porterons une longueur égale au temps écoulé OF ou à l'angle considéré α_1 et sur l'axe vertical (en ordonnée) une longueur égale au sinus de α_1. En élevant les deux perpendiculaires FK et HK nous définissons K qui est un point de la courbe.

En procédant ainsi, point par point, nous pourrons tracer la courbe tout entière. C'est ce que nous avons fait figure 82. On voit que la courbe part de 0, atteint la valeur maximum égale à 1 pour $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$ puis décroît symétriquement jusqu'à 0 — pour l'angle π. Le sinus devient négatif et continue à décroître jusqu'à — 1, valeur correspondant à $\alpha_1 = \frac{3\pi}{2}$. Après un nouveau changement de sens il atteint de nouveau 0 pour $\alpha_1 = 2\pi$.

Le cycle est alors achevé. On saisit, d'après cela, l'origine du mot *cycle* pris comme synonyme de *période*. Lorsqu'un cycle est terminé, la rotation du rayon peut se poursuivre; la *courbe sinusoïde* se répète, identique à elle-même, et repasse par les mêmes valeurs pour les mêmes multiples de 2π.

Sur le même graphique nous pouvons tracer la variation du cosinus. Nous trouverons, évidemment, une courbe identique décalée exactement de $\frac{\pi}{2}$ puisque nous avons montré que :

$$\sin \alpha = \cos \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right).$$

Pour retrouver exactement la même courbe, il suffit donc de déplacer l'axe des y de la quantité $\frac{\pi}{2}$.

143. — Vibrations pendulaires et sinusoïde. — Dans la courbe tracée sur la figure 82 nos lecteurs ont déjà reconnu la courbe enregistrée par le pendule dans ses oscillations (fig. 78 et fig. 79).

C'est qu'en effet, une des caractéristiques du mouvement pendulaire ou du mouvement vibratoire simple est de pouvoir être représenté précisément par la *fonction trigonométrique*.

Dans le cours de cet ouvrage, nous aurons l'occasion de rencontrer maintes fois les courbes représentant la variation du sinus ou du cosinus en fonction du temps.

144. — Vibrations complexes. Théorème de Fourier. — Il existe de nombreux phénomènes périodiques dont la représentation graphique ne correspond pas à une sinusoïde. C'est le cas, par exemple, des figures 83 et 84. On dira qu'il s'agit de *vibrations complexes*.

Il faut observer qu'autour de nous, nous rencontrons plus souvent des vibrations complexes que des vibrations pendulaires. Mais cela ne doit nullement nous faire supprimer l'étude des vibrations simples?

En effet, on peut démontrer que toute série de vibrations complexes

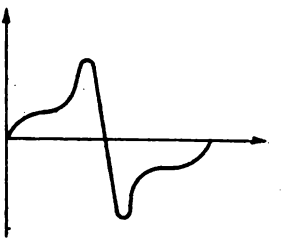


Fig. 83.

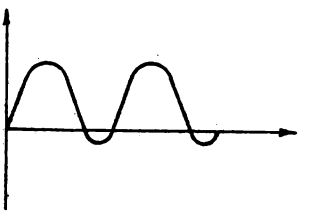


Fig. 84.

peut être considérée comme la somme ou, plus exactement, la résultante *d'une série de vibrations simples dont les fréquences sont des multiples de la fréquence fondamentale.*

Ainsi, si nous sommes en présence d'une oscillation complexe dont la fréquence est de 100 périodes par seconde, nous pouvons considérer qu'elle est constituée par une somme d'oscillations dont les fréquences sont :

F_1 = 100 Fondamentale
F_2 = 200 Harmonique II
F_3 = 300 Harmonique III
F_4 = 400 Harmonique IV.

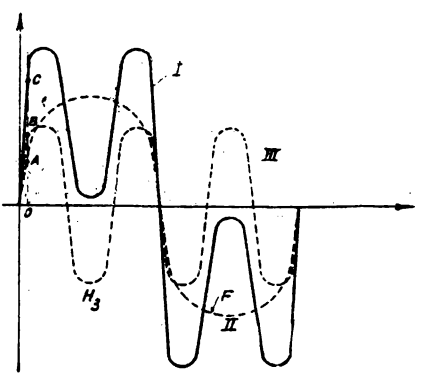


Fig. 85.

La vibration F_1 est la *fondamentale.* Les autres vibrations dont la fréquence est un multiple entier de la fondamentale sont les *harmoniques.* L'amplitude des harmoniques, peut être quelconque. Certains harmoniques peuvent manquer.

Considérons, par exemple, la courbe I (fig. 85). On peut la considérer comme la somme de l'oscillation fondamentale et de l'harmonique H_3. On a, en effet, pour chaque point de la courbe : OC = OA + OB.

Dans la plupart des circonstances, tout se passe comme si fondamen-

tale et harmoniques étaient indépendants et opéraient pour leur propre compte.

145. — Oscillations de relaxation. — Certaines oscillations sont particulièrement riches en harmoniques. L'allure générale de leur graphique correspondra, par exemple, au tracé de la figure 86.

On observe, en général, un brusque départ des oscillations (AB), une période de stabilité relative, comme BC, un brusque changement (CE), suivi d'une nouvelle période de stabilité, etc...

Parmi ces oscillations extrêmement répandues, on peut citer le batte-

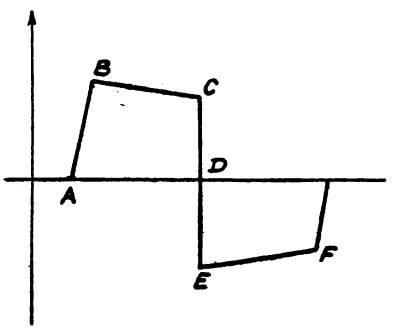


Fig. 86.

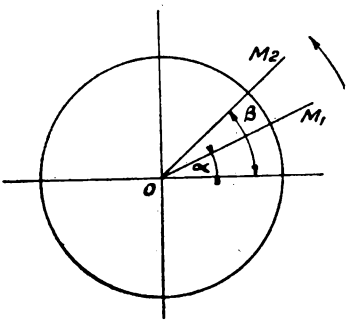


Fig. 87.

ment du cœur humain, le grincement d'une porte, le mouvement qu permet de tracer sur un tableau noir un trait pointillé avec un morceau de craie, les vibrations des tuyaux d'eau, le claquement d'un drapeau dans le vent. On peut même y rattacher de nombreux phénomènes naturels (voir appendice, page 160).

146. — Différence de phase de deux phénomènes périodiques. — Pour tracer la variation du sinus de l'angle α, nous avons supposé qu'on faisait tourner le rayon OM_1 avec une vitesse angulaire ω (fig. 87).

Nous pouvons, aussi bien, supposer qu'un second rayon OM_2, décrit le même cycle, mais qu'il présente un décalage par rapport au premier.

Nous tracerons ainsi deux sinusoïdes qui présenteront une différence de marche, ou, plus exactement, une différence *de phase*. La phase, étant, précisément, α pour le rayon M_1 et β pour le rayon M_2.

La différence de phase est : $\beta - \alpha$. C'est un angle qu'on désigne généralement par la notation φ.

Si ω est la vitesse angulaire des deux mouvements, on peut interpréter

le phénomène en admettant qu'un mouvement a commencé avant l'autre. Si θ est le *retard* d'un mouvement sur l'autre on aura évidemment :

$$\omega\theta = \varphi.$$

On remarquera que les graphiques des variations du sinus et celui du cosinus peuvent être considérés comme la représentation de deux mouvements vibratoires dont la différence de phase est $\frac{\pi}{2}$ ou 90°.

APPENDICE DU CHAPITRE XI

I. — Quelques relations entre lignes trigonométriques.

$$\text{Sin } \alpha = \sqrt{1 - \cos^2 \alpha} \qquad \text{Cos } \alpha = 1 - 2 \sin^2 \frac{\alpha}{2}$$

$$\text{Sin } \alpha = \frac{\text{tg } \alpha}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \alpha}} \qquad \text{Cos } \alpha = 2 \cos^2 \frac{\alpha}{2} - 1$$

$$\text{Cos } \alpha = \sqrt{1 - \sin^2 \alpha} \qquad \text{tg } \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}$$

$$\text{Cos } \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \alpha}} \qquad \text{Sin}^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2}$$

$$\text{tg } \alpha = \frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 - \sin^2 \alpha}} \qquad \text{Cos}^2 \alpha = \frac{1 + \cos 2\alpha}{2}$$

$$\text{tg } \alpha = \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \alpha}}{\cos \alpha}$$

$$\text{Sin } 2\alpha = 2 \sin \alpha \cos \alpha.$$

$$\text{Cos } 2\alpha = \text{Cos}^2 \alpha - \sin^2 \alpha.$$

$$\text{tg } 2\alpha = \frac{2 \text{ tg } \alpha}{1 - \text{tg}^2 \alpha}$$

$$\text{Sin } (a + b) = \sin a \cos b + \cos a \sin b.$$
$$\text{Sin } (a - b) = \sin a \cos b - \cos a \sin b.$$
$$\text{Cos } (a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b.$$
$$\text{Cos } (a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b.$$

$$\text{tg } (a + b) = \frac{\text{tg } a + \text{tg } b}{1 - \text{tg } a \text{ tg } b}$$

$$\text{tg } (a - b) = \frac{\text{tg } a - \text{tg } b}{1 + \text{tg } a \text{ tg } b}.$$

II. — Note sur les oscillations sinusoïdales et de relaxation.

Imaginons une cuve à deux compartiments (fig. 88) pouvant tourner autour de l'axe O. Un robinet permet de faire couler de l'eau ou un liquide quelconque.

A mesure que le compartiment s'emplit, le centre de gravité se déplace vers la gauche. Un moment vient où la cuve bascule brusquement dans le sens de la flèche. Le compartiment I se vide presque instantanément et le compartiment II commence à s'emplir. Le même phénomène continue tant que coule le robinet.

Ce type d'oscillation est, évidemment, très différent des oscillations pendulaires.

Nous ne pouvons ici insister sur les causes des différences; nous aurons l'occasion d'en examiner quelques-unes dans le cours de cet ouvrage.

Bornons-nous pour l'instant à souligner ces différences :

a) La période des *oscillations pendulaires* est à peu près invariable.

b) La période des *oscillations de relaxation* est très variable (dans l'exemple fig. 88, il suffit d'agir sur le débit ou robinet).

On peut très facilement contraindre l'oscillation de relaxation à suivre une fréquence déterminée. C'est le phénomène de la synchronisation qui a reçu de nombreuses applications dont nous étudierons quelques-unes.

c) Il est facile d'agir sur l'amplitude des *oscillations pendulaires.*

d) L'amplitude des *oscillations de relaxation* est à peu près invariable.

Les oscillations de relaxation sont extrêmement répandues dans le monde.

Nous en avons déjà cité quelques exemples dans le cours du chapitre. En voici

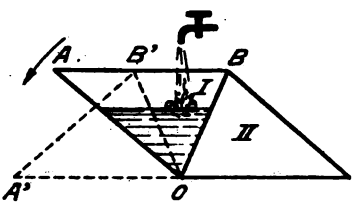


Fig. 88.

un autre exemple curieux signalé par M. Van der Pol. Imaginons une mer close dans laquelle vivent des poissons quelconques, des soles par exemple. Il y a abondance de nourriture. Aussi les soles se multiplient-elles rapidement.

La loi d'augmentation est d'ailleurs facile à déterminer. C'est celle qui régit l'augmentation du nombre des bactéries dans un milieu favorable, c'est encore celle que suit la croissance d'une plante dans un milieu convenable; enfin, *c'est aussi celle que suit l'intensité anodique d'un tube triode dans certaines conditions.*

A un moment donné, on met quelques requins dans la mer. Ces requins se nourrissent exclusivement de soles. Trouvant une nourriture en abondance, ils vont croître et multiplier à leur tour. Mais, à mesure qu'ils seront plus nombreux, ils vont manger plus de soles et le nombre de celles-ci va commencer à décroître...

A mesure que les soles seront plus rares, les requins souffriront de la disette. Leur nombre va, lui aussi, diminuer rapidement.

Mais, dans ces conditions, les soles vont trouver une paix relative et, de nouveau, vont se multiplier...

Le cycle recommencera régulièrement : ce sera un exemple *d'oscillations de relaxation.*

Parmi les phénomènes naturels nous pouvons encore citer : le mouvement qui fait ouvrir certaines fleurs pendant le jour et qui les ferme pendant la nuit.

Nous avons cité ces exemples dans le but de montrer à nos lecteurs que ce phénomène, en apparence particulier, était en réalité extrêmement répandu autour de nous.

CHAPITRE XII

Généralités — Définitions.

147. — Production d'une force électromotrice alternative. — Plaçons dans un champ magnétique uniforme une spire conductrice pouvant tourner autour d'un de ses diamètres (fig. 89). C'est un cas que nous avons déjà rencontré dans l'étude des générateurs dynamo-électriques (voir § 103).

Lorsque le plan de la spire est parallèle à la direction du champ, le flux est nul. Il est maximum quand, au contraire, le plan de la spire est perpendiculaire au champ.

On peut facilement déduire de cela que la rotation de la spire dans le

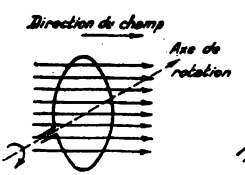


Fig. 89.

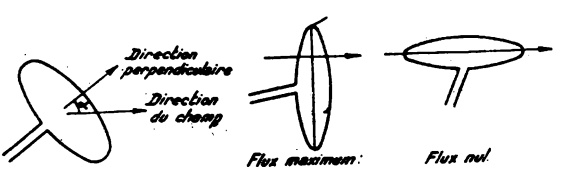


Fig. 90.

champ détermine la production d'une force électromotrice induite. La tension induite est nulle dans la position où le flux est maximum; elle croît, passe par un maximum lorsque le flux s'annule, décroît, s'annule de nouveau. Cette variation est la conséquence des lois de l'induction.

Après quoi, la variation de flux changeant de sens, la force électromotrice en fait autant, croît jusqu'à une valeur maximum, puis décroît encore jusqu'à une annulation nouvelle. Le cycle est alors fermé et les phénomènes se reproduisent de nouveau.

Nous avons appris, au chapitre déjà cité, comment on peut tirer parti de ce cycle pour obtenir une tension continue. Mais l'allure seule de la variation nous suggère qu'il doit exister une parenté certaine entre une oscillation pendulaire ou sinusoïdale et la force électromotrice qui naît dans la spire quand elle tourne d'un mouvement uniforme.

Supposons, qu'à un moment donné, la perpendiculaire avec le plan de la spire fasse un angle aigu α avec la direction du champ magnétique (fig. 90).

On peut démontrer que, si S est la surface de la spire, H l'intensité du champ magnétique, le flux qui traverse la spire est :

$$\Phi = \mu H S \cos \alpha.$$

Φ sera exprimé en Maxwell, si μH (induction magnétique dans le milieu considéré) est exprimée en Gauss, S étant mesurée en cm^2.

Mais, le cadre tournant autour de son diamètre avec une vitesse angulaire ω on a, en fonction du temps :

$$\Phi = \mu HS \cos \omega t.$$

Pendant un temps très court dt la variation de flux est $d\Phi$ et la force électromotrice induite est, en volts :

$$e = - \frac{d\Phi}{10^8 \times dt}.$$

Par une opération mathématique dont nous donnons le détail en appendice, on peut écrire :

$$i = - \omega\mu \text{ HS} \sin \omega t.$$

Si nous voulons tracer la représentation graphique du phénomène nous obtiendrons une courbe absolument semblable à celle que nous a donnée la variation du sinus d'un angle en fonction de cet angle ou, ce qui revient au même, en fonction du temps.

Cette courbe nous montrera que la *force électromotrice instantanée* (c'est-à-dire à l'instant considéré) oscille, en passant par zéro, entre les deux valeurs :

$$- \frac{\omega\mu \text{ HS}}{10^8} \text{ et } + \frac{\omega\mu \text{ HS}}{10^8}.$$

En d'autres termes, elle part de zéro pour atteindre la valeur maximum absolue $\frac{\omega\mu \text{ HS}}{10^8}$ dans un sens ou dans l'autre.

C'est pourquoi on convient d'appeler la constante $\frac{\omega\mu \text{ HS}}{10^8}$ *force électromotrice maximum* ou $E_{max.}$.

Comme nous l'avons fait à propos du mouvement pendulaire, nous pourrons définir :

la fréquence F par la relation : $\omega = 2\pi F$ d'où

$$F = \frac{\omega}{2\pi}$$

et la période $$T = \frac{1}{F} = \frac{2\pi}{\omega}$$

ω étant comme nous l'avons déjà indiqué, *la pulsation*, qui correspond à la vitesse angulaire du cadre tournant.

148. — Manifestations d'un courant alternatif. — Si nous relions les deux extrémites du cadre à un circuit extérieur, nous pourrons mettre en évidence les manifestations du courant alternatif.

Nous constaterons que le conducteur s'échauffe. Il n'y a, en effet, aucune raison pour que la loi de Joule ne soit pas valable en courant alternatif.

Nous observerons aussi la création d'un champ magnétique alternatif. La direction du champ est définie par la direction du courant; son intensité, par l'intensité de courant. En un point voisin du conducteur nous mettrons en évidence un champ magnétique croissant jusqu'à un maximum puis décroissant jusqu'à zéro, s'inversant, etc...

Si nous plaçons une aiguille aimantée assez légère pour que son inertie soit négligeable, nous la verrons osciller de part et d'autre de la direction du conducteur. C'est une conséquence qui découle directement de la règle d'Ampère.

Les courants alternatifs, quand leur fréquence dépasse quelques périodes par seconde, traversent les solutions salines sans y faire apparaître de manifestations électrolytiques.

149. — Interprétation électronique. — Dans un conducteur traversé par un courant continu on peut considérer que les électrons libres sont en mouvement uniforme et cheminent dans le sens inverse du sens conventionnel. Ils vont donc du pôle négatif vers le pôle positif.

D'une manière plus exacte, le courant électrique se traduit par l'apparition d'un mouvement d'ensemble des électrons, mouvement qui vient se superposer aux mouvements désordonnés d'agitation spontanée.

Nous avons pu définir simplement la *quantité d'électricité* comme le nombre des électrons qui traverse une section du conducteur.

Lorsqu'un circuit est le siège d'un courant alternatif les électrons libres sont alternativement sollicités dans une direction, puis dans l'autre. *Ils décrivent, en fait, une oscillation pendulaire,* qui vient se superposer

aux mouvements spontanés. Comme pour le courant continu, on peut faire abstraction de ces derniers mouvements pour ne considérer que les mouvements imposés.

Il serait totalement faux d'imaginer que les électrons partent de l'usine électrique, traversent les appareils d'utilisation, reviennent à l'usine, opérant ainsi une oscillation d'amplitude énorme. *Nous avons montré qu'il ne fallait pas confondre la vitesse de propagation du phénomène électrique et la vitesse des électrons.* En fait, dans la canalisation qui alimente un moteur même très puissant, les électrons oscillent de *quelques dixièmes de millimètre.*

Dans le filament d'une lampe à incandescence les électrons sont animés d'une vitesse relativement grande (cette vitesse dépend de la densité du courant). En appliquant le calcul à ce cas particulier, on peut déterminer que l'amplitude du mouvement électronique est tout au plus, de quelques millimètres de part et d'autre de la position d'équilibre.

Ce mouvement d'oscillation détermine l'échauffement du conducteur exactement de la même manière que s'il s'agissait d'un mouvement continu.

Par contre, aucune manifestation électrochimique ne peut être mise en évidence et cela ne doit pas nous étonner. Chaque électrode est alternativement une anode et une cathode. Pendant un court instant, les cathions affluent sur une électrode, mais l'instant d'après, les anions arrivent à leur tour. Les uns cèdent aux autres leurs électrons supplémentaires et reconstituent ainsi *les molécules* de la solution. Dans ces conditions, aucun corps n'apparaît sur les électrodes.

150. — Intensité d'un courant alternatif. — Dans les chapitres précédents nous avons défini l'intensité d'un courant comme la quantité d'électricité, ou, ce qui revient au même, le nombre d'électrons déplacés pendant l'unité de temps.

Cette conception ne peut évidemment s'appliquer au courant alternatif puisqu'il n'y a point, *en moyenne*, de déplacement d'électrons. Toutefois, les électrons ne sont pas immobiles. Ils se déplacent autour d'une position d'équilibre, exactement comme le pendule oscille autour de la verticale. De même qu'on peut définir la vitesse du pendule à un instant donné, on peut définir la vitesse des électrons en un certain instant. De cette conception on passe facilement à celle de l'intensité de courant instantanée.

Dans un circuit constitué par une résistance, l'intensité à chaque instant

est définie par la loi d'Ohm. On a donc, si i est *l'intensité instantanée*, et e la *force électromotrice instantanée*

$$e = i \times R \text{ ou } i = \frac{e}{R}$$

ou, en fonction du temps :

$$i = \frac{E_{max} \sin \omega t}{R}.$$

Cette expression oscille entre les deux valeurs extrêmes :

$$\frac{E_{max}}{R} \text{ et } - \frac{E_{max}}{R}.$$

On peut par conséquent écrire que $\frac{E_{max}}{R}$ représente l'*intensité maximum* et par conséquent :

$$i = I_{max} \sin \omega t.$$

151. — Intensité et tension moyennes. — Isolons par la pensée un des électrons du conducteur. Nous répétons qu'on peut légitimement faire abstraction des mouvements spontanés pour ne considérer que les mouvements imposés.

Dans ces conditions, l'électron ne changera de place que pour décrire des vibrations autour d'une position moyenne invariable.

En conséquence, l'intensité moyenne du courant, pendant un temps suffisamment long pour qu'on puisse négliger la durée d'une période, est nulle. C'est un fait important à retenir.

De la même manière, on peut considérer que la tension moyenne est nulle.

152. — Travail et puissance. — Le conducteur étant le siège d'un échauffement, nous pouvons nous douter que le travail et la puissance ne sont pas nuls. En effet, un échauffement est l'indice de la disparition d'une certaine quantité d'énergie.

A un instant donné la puissance est égale au produit de la force électromotrice par l'intensité. Il s'agit là, évidemment, des valeurs instantanées.

Quand le circuit ne comporte que des résistances, nous savons que les deux valeurs sont constamment en phase, puisqu'elles sont représentées par les fonctions :

$$e = E_{max} \sin \omega t$$

et

$$i = \frac{E_{max} \sin \omega t}{R}.$$

Cela veut dire que tension et intensité seront toujours de même signe. Elles seront ensemble positives, s'annuleront, puis, ensemble, deviendront négatives. Or, on apprend en algèbre élémentaire, que le produit de deux nombres positifs, ou de deux nombres négatifs est *positif*. La puissance instantanée sera donc ou positive ou nulle, pendant de courts instants.

Nous pouvons, d'après cela, conclure que la puissance moyenne ne sera pas nulle.

La puissance instantanée est :

$$p = E_{max} \sin \omega t \times I_{max} \sin \omega t.$$
$$= E_{max} I_{max} \sin^2 \omega t \text{ — ou, encore :}$$
$$p = \frac{E^2_{max} \sin^2 \omega t}{R}.$$

Cette valeur oscille entre une valeur maximum toujours positive, qui est la puissance maximum égale à $\frac{E^2_{max}}{R}$ ou si l'on veut E_{max} I_{max} et zéro.

On pourrait montrer[1] que cette fonction se traduit, par une courbe

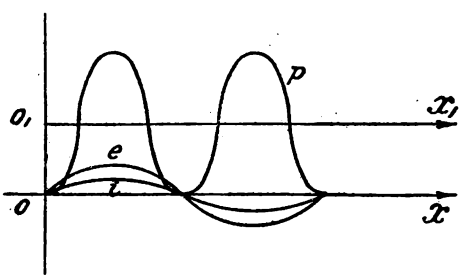


Fig. 91.

de même forme qu'une sinusoïde, *mais située tout entière au-dessus de l'axe* Ox. La fréquence de cette fonction est double de la fréquence du courant.

Construisons graphiquement cette courbe marquée *p* sur la figure 91. Nous avons tracé la sinusoïde *e*, puis la sinusoïde *i*, puis en multipliant les ordonnées nous avons tracé la courbe *p*, de la puissance instantanée. Cette sinusoïde admet comme axe la droite O_1x_1 correspondant à une ordonnée égale à la moitié de la puissance maximum soit :

$$\frac{E_{max} I_{max}}{2}$$

1. Voir note II, page 176.

Cherchons quelle est la puissance moyenne, pendant une période, ou pendant un nombre quelconque de périodes.

Il est évident que cette valeur est égale à la moyenne de toutes les ordonnées.

Il semble, qu'à priori, on puisse prendre cette valeur égale précisément à

$$\frac{E_{max}\ I_{max}}{2}.$$

Le calcul complet démontre que cette vue intuitive est parfaitement légitime.

153. — Intensité et force électromotrice efficaces. — Un courant alternatif étant capable d'échauffer un conducteur, exactement comme un courant continu, il était intéressant de chercher une grandeur permettant, par exemple, la comparaison entre un générateur de courant alternatif et un générateur de courant continu. L'éclairage d'une lampe à incandescence dépend de la température du filament incandescent, c'est-à-dire de l'échauffement communiqué par les mouvements des électrons.

A partir de cette conception on peut définir *tension et intensité efficaces.*

L'intensité efficace d'un courant alternatif, c'est le chiffre qui mesure l'intensité d'un courant continu donnant, dans le même temps, le même dégagement de chaleur dans une résistance quelconque.

De même, la force électromotrice efficace, c'est le chiffre qui mesure la force électromotrice d'une source continue, produisant, dans le même temps, le même dégagement de chaleur dans une résistance quelconque.

Ainsi, quand on parle d'un réseau alternatif à 115 volts, on veut dire généralement qu'il s'agit d'un réseau *à* 115 *volts efficaces.* Sur ce réseau, on utilisera les mêmes lampes, les mêmes radiateurs ou résistances chauffantes que sur un réseau continu à 115 volts.

Il est intéressant de savoir quelle relation existe entre les valeurs efficaces et les valeurs maxima. Le simple bon sens nous fait supposer que la valeur efficace doit être plus faible que la valeur maximum. Le calcul permet de déterminer que :

$$E_{eff} = E_{max} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \qquad \text{ou } 0{,}707\ E_{max}$$

$$I_{eff} = I_{max} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \qquad \text{ou } 0{,}707\ I_{max}$$

1. Voir appendice note II, page 176.

Inversement :

$$E_{max} = E_{eff} \times \sqrt{2} \quad \text{ou} \quad 1{,}414 \quad E_{eff}.$$
$$I_{max} = I_{eff} \times \sqrt{2} \quad \text{ou} \quad 1{,}414 \quad I_{eff}.$$

Dans un réseau à 115 volts, la tension maximum est :

$$115 \times 1{,}41 \quad \text{ou} \quad 163 \text{ volts environ.}$$

154. — Puissance moyenne et valeurs efficaces. — Nous avons, tout à l'heure, montré que la puissance moyenne est :

$$P = \frac{E_{max}\ I_{max}}{2}.$$

On déduit des indications précédentes que :

$$\frac{E_{max}\ I_{max}}{2} = E_{eff}\ I_{eff}.$$

La puissance dépensée dans un circuit qui ne comporte que des résistances est égale au produit des valeurs efficaces de tension et d'intensité.

155. — Représentation vectorielle des courants alternatifs. — Les calculs relatifs aux courants alternatifs sont souvent assez compliqués. Il s'agit, en effet, de la composition de mouvements vibratoires et il faut faire appel à des notions complexes de trigonométrie.

Quand il s'agit de courants sinusoïdaux, ce qui est le cas le plus général, on peut faire appel à la *représentation vectorielle*, laquelle, sans donner toujours de véritables démonstrations, permet de vérifier ou de retrouver la plupart des résultats donnés par le calcul.

On représente une fonction sinusoïdale $a \sin \omega t$ comme un vecteur,

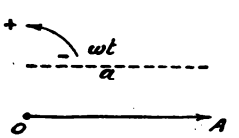


Fig. 92.

c'est-à-dire un segment de droite dirigé, dont la longueur est proportionnelle à a (fig. 92).

Le vecteur, tracé à partir d'un point origine O, est censé tourner autour de ce point avec la vitesse angulaire ω (ou $2\pi F$). S'il s'agit de fonctions ayant la même fréquence les différents vecteurs, tracés à partir de la même origine O tourneront avec la même vitesse ω, et par conséquent se déplaceront d'un seul bloc. Ils feront entre eux un angle égal à leur déphasage. Dans ce cas particulier, la fonction résultante aura la même

fréquence et en composant les différents vecteurs (comme on compose des forces) on pourra en déterminer facilement la grandeur et le déphasage.

On pourra adopter cette représentation aussi bien pour les intensités que pour les tensions. La grandeur du vecteur sera proportionnelle aux valeurs maxima, ou efficaces, ce qui revient au même, puisqu'on passe d'une valeur à l'autre à l'aide du facteur $\sqrt{2}$. Il va sans dire qu'*on ne peut composer que des vecteurs représentant des grandeurs de même nature.* Il ne faudrait pas, par exemple, composer une tension avec une intensité de courant.

Soit par exemple, un conducteur parcouru par des intensités dont les valeurs instantanées sont :

$$i_1 = I_{1max} \sin \omega t$$
$$i_2 = I_{2max} \sin (\omega t + \alpha)$$
$$i_3 = I_{3max} \sin (\omega t - \beta).$$

Quelle est la valeur de l'intensité maximum résultante et son déphasage par rapport à i_1?

A partir du point O comme origine, nous dessinerons un vecteur OA proportionnel à I_1 (fig. 93).

De cette même origine nous tracerons un vecteur proportionnel à I_2

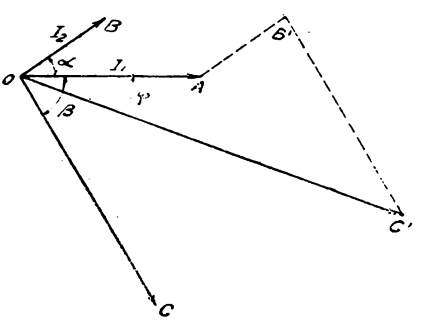


Fig. 93.

(mesuré avec la même échelle) et faisant dans le sens positif, un angle α. De même pour OC, proportionnel à I_3, mais faisant un angle β dans le sens négatif, puisque β est affecté du signe —.

Pour trouver l'intensité résultante il nous suffit de tracer le *polygone de composition* à partir de l'extrémité d'un vecteur quelconque.

Par exemple, du point A nous tracerons un segment parallèle et égal à OB puis, du point B' ainsi obtenu un segment B'C' parallèle et égal à OC. Le vecteur OC' nous fournit la réponse à la question posée. Sa longueur

mesurée avec l'échelle adoptée nous donne l'intensité maximum cherchée et le déphasage par rapport à OA est l'angle φ.

Cela résulte du fait que les fonctions $I_{1max} \sin \omega t$ et $I_{2max} \sin (\omega t + \alpha)$ peuvent être considérées comme des vecteurs tournant autour du point O, avec la même vitesse angulaire ω. Dans la figure 93, on suppose ce mouvement figé dans l'espace

156. — Courants polyphasés. Définition. — Jusqu'ici nous avons considéré une seule force électromotrice alternative. Industriellement, pour le transport et l'utilisation de l'énergie électrique on emploie d'une manière plus générale les *courants polyphasés*.

Un système polyphasé comporte un ensemble de forces électromotrices présentant entre elles une différence de phase constante.

Par exemple, dans un système triphasé (l'un des plus répandus) les trois forces électromotrices sont décalées l'une par rapport à l'autre d'un tiers de période ou, si l'on veut, de $\frac{2\pi}{3}$.

Pour définir une force électromotrice alternative nous avons fait tourner une spire dans un champ magnétique uniforme. On obtiendra des tensions triphasées en faisant tourner dans ce même champ magnétique, trois spires faisant entre elles un angle de 120° $\left(\text{ou } \frac{2\pi}{3}\right)$.

On aura donc, pour les trois intensités instantanées :

$$i_1 = I_{max} \sin \omega t.$$

$$i_2 = I_{max} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right).$$

$$i_3 = I_{max} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

En admettant, ce qui est le cas général, que la valeur maximum est égale dans les trois circuits.

157. — Propriétés des courants polyphasés. — Supposons que les courants de retour d'une distribution triphasée empruntent la même ligne. Nous pouvons calculer facilement la forme et la fréquence de ce courant.

En un instant quelconque, nous obtiendrons l'intensité résultante en additionnant les intensités instantanées :

$$\begin{cases} i_1 = I_{max} \times \sin \omega t \\ i_2 = I_{max} \times \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_3 = I_{max} \times \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Soit Σi la somme.

Nous avons donc à chaque instant :

$$\Sigma i = I_{max}\left[\sin \omega t + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right]. \qquad (1)$$

D'après les formules données plus haut, nous pouvons écrire :

$$\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{3}.$$

Mais nous savons que :

$$\cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} \text{ et } \sin \frac{2\pi}{3} = +\frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Donc :

$$\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}\sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos \omega t. \qquad (2)$$

D'autre part :

$$\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = \sin \omega t \cos \frac{4\pi}{3} - \cos \omega t \sin \frac{4\pi}{3}$$

$$\cos \frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} \text{ et } \sin \frac{4\pi}{3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}$$

d'où :

$$\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}\sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos \omega t. \qquad (3)$$

Effectuons maintenant la somme (1) avec les résultats (2) et (3)

$$\Sigma i = I_{max}\left(\sin \omega t - \frac{1}{2}\sin \omega t - \frac{1}{2}\sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos \omega t\right).$$

Il est évident que la parenthèse est nulle, les termes se détruisant deux à deux. En conséquence :

$$\Sigma i = 0.$$

Le montage pratique correspondant à la suppression du fil de retour est donné figure 94. Il est dit *montage en étoile*. Nous avons donné cette démonstration trigonométrique un peu longue pour montrer précisément combien les vérifications vectorielles peuvent être plus simples. Dans le cas présent la démonstration est immédiate. Les intensités sont en effet représentées par trois vecteurs égaux décalés de $\frac{2\pi}{3}$. La résultante est évidemment nulle (fig. 95).

158. — Montage en étoile. Tensions composées (fig. 94). — Les tensions qui existent entre le point O (ou neutre) et chacun des conducteurs A, B, C, sont dites les *tensions simples.*

Par raison de symétrie on comprend aisément que la tension entre les

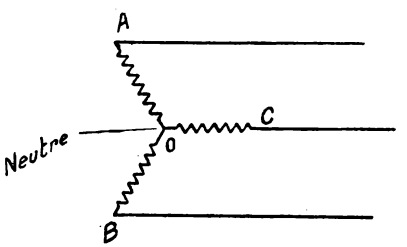


Fig. 94.

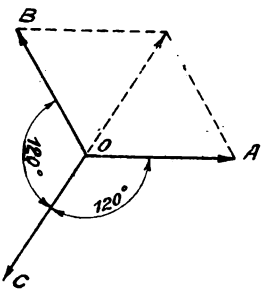


Fig. 95.

phases prises deux à deux doit être la même. Nous pouvons calculer cette tension par rapport à la tension existant entre une phase et le neutre.

En admettant que les déphasages éventuels soient égaux dans les trois phases on peut écrire :

$$e_1 = E_{max} \sin \omega t$$
$$e_2 = E_{max} \left(\sin \omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$e_3 = E_{max} \left(\sin \omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

La tension composée est :

$$e_1 - e_2 \text{ ou } E_{max} \left[\sin \omega t - \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]. \qquad (1)$$

Mais nous pouvons écrire (voir plus haut) :

$$\sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t.$$

En remplaçant dans (1), nous trouvons :

$$E_{max} \left(\sin \omega t + \frac{1}{2} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t\right)$$

ce qui peut s'écrire :

$$E_{max} \left(\frac{3}{2} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t\right)$$

ou encore

$$E_{max}\sqrt{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\omega t+\frac{1}{2}\cos\omega t\right).$$

Remarquons que :

$$\frac{\sqrt{3}}{2}=\cos\frac{\pi}{6}\text{ et }\frac{1}{2}=\sin\frac{\pi}{6}$$

$$E_{max}\sqrt{3}\left(\cos\frac{\pi}{6}\sin\omega t+\sin\frac{\pi}{6}\cos\omega t\right).$$

D'après la liste des formules donnée plus haut la parenthèse peut s'écrire :

$$\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right).$$

La tension composée est donc :

$$E_{max}\sqrt{3}\left(\sin\omega t+\frac{\pi}{6}\right).$$

Elle est en avance de l'angle $\frac{\pi}{6}$ par rapport à la tension simple e, et sa valeur maximum est égale à la valeur maximum de la tension simple multipliée par $\sqrt{3}$ ou 1,73.

Ainsi, pour une tension de 125 volts entre phases et neutre (tension simple) la tension composée (entre deux phases) est de :

$$125\times 1{,}73 \quad \text{ou} \quad 216 \text{ volts environ.}$$

159. — Démonstration vectorielle (fig. 96). — La vérification vectorielle est beaucoup plus rapide que la précédente.

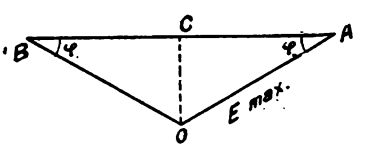


Fig. 96.

Avec une unité quelconque traçons un vecteur $\overline{OA}$ proportionnel à la tension E_{max}, ce qui représente la tension :

$$e_1 = E_{max}\times\sin\omega t.$$

La tension $e_2 = E_{max}\times\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)$ sera représentée par un vec-

teur égal OB faisant avec $\overline{OA}$ un angle $\frac{2\pi}{3}$. La tension composée sera évidemment AB qui fait avec OA un angle φ.

Dans le triangle isocèle OAB les angles $\widehat{OAB}$ et $\widehat{OAB}$ sont égaux. Comme la somme des angles d'un triangle est π, cela nous donne évidemment :

$$\widehat{OAB} = \frac{1}{2}\left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\text{ou } \frac{\pi}{6}.$$

De O, abaissons la perpendiculaire sur AB. Nous avons, puisqu'il s'agit d'un triangle isocèle :

$$AC = \frac{AB}{2}.$$

Dans le triangle rectangle AOC nous avons :

$$\cos \varphi = \frac{AC}{AO}$$

ou

$$AC = AO \cos \varphi$$

$$= E_{max} \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\text{et } AB = E_{max} \sqrt{3}.$$

Tout cela suppose évidemment que *la charge* des trois phases est la même. S'il n'en est pas ainsi, il faudra prévoir un fil de retour (fil neutre) dont la section pourra être beaucoup plus faible que celle des autres conducteurs. Le neutre est généralement relié à la terre.

160. — Montage en triangle. — Les circuits d'utilisation OA, OB, OC, peuvent aussi être branchés en *triangle*. Le circuit correspondant est indiqué figure 97.

Proposons-nous de calculer l'intensité dans chacune des phases L_1, L_2, L_3, en fonction de l'intensité dans les fils de lignes.

Les lois de Kirchoff sont applicables aux courants instantanés.

Nous pouvons écrire que les intensités de courants qui arrivent en A ont une valeur égale aux intensités qui s'en éloignent.

Nous aurons, au point C :

$$i_c = i_2 + i_3.$$

Mais, dans l'hypothèse où les déphasages sont égaux dans les trois phases on écrira :

$$i_a = I_{max} \sin \omega t$$
$$i_b = I_{max} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$i_c = I_{max} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Nous serons amené à faire un calcul exactement calqué sur celui qui

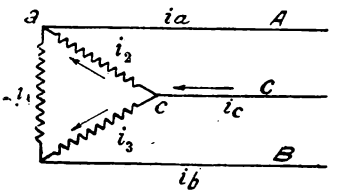


Fig. 97.

a été fait dans le paragraphe précédent pour la détermination des tensions composées.

De même, on trouverait ici que la valeur maximum de l'intensité de ligne est donnée par :

$$I_{l\,max} = I_{max} \sqrt{3}.$$

I_{max} étant l'intensité maximum dans les branches communes *a b*, *a c*, *c b*.

Bien entendu, la même relation existe entre les valeurs efficaces.

APPENDICE DU CHAPITRE XII

I. — Forme de la force électromotrice induite intanstanée dans un cadre tournant avec la vitesse angulaire ω.

L'expression qui donne le flux en fonction du temps est, en maxwells :

$$\Phi = \mu HS \cos \omega t$$

H étant l'intensité de champ en Gauss,
μ la perméabilité du milieu,
S la surface du cadre en cm².

Si nous dérivons cette expression par rapport à t nous trouvons :

$$\frac{d\Phi}{dt} = -\omega \mu HS \sin \omega t$$

$$\text{mais } e_i = -\frac{d\Phi}{10^8\, dt}$$

$$\text{d'où } e_i = -\frac{\omega \mu HS}{10^8} \sin \omega t,$$

C'est une fonction sinusoïdale. Sin ωt oscille de + 1 à — 1. En conséquence le maximum de cette tension est :

$$- \frac{\omega \mu HS}{10^{-8}} = E_{max}.$$

Cette tension s'exprime en volts quand on mesure :

$\omega = 2\pi F$, Fétant exprimée en périodes par seconde
μH en Gauss
S en cm².

On peut aussi poser, pour des raisons que nous avons exposées dans le texte :

$$E_{max} = E_{eff}\sqrt{2}.$$

II. — Puissance moyenne d'un courant alternatif dans un circuit ne comportant que des résistances.

Nous avons établi, § 152, que l'expression de la puissance instantanée était :

$$p = E_{max}\, I_{max} \sin^2 \omega t.$$

$$E_{max} = - \frac{\omega \mu HS}{10^8}.$$

Mais $\sin^2 \omega t$ peut s'écrire $\frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$, d'après une relation trigonométrique bien connue. On trouve donc : $p = \frac{E_{max}\, I_{max}}{2}(1 - \cos 2\omega t)$ (1)

ce qui montre bien, tout d'abord, que la fréquence de la puissance instantanée est double de la fréquence de la tension, puisque l'expression variable est cos 2 ωt.

Cette expression oscille, en passant par zéro, entre les deux valeurs extrêmes + 1 et — 1 (voir variation du sinus).

Pour cos 2 ωt = 1, la puissance est nulle puisque l'expression entre parenthèses est nulle.

Pour cos 2 ωt = — 1, l'expression entre parenthèses devient :

$$1 - (-1) \text{ ou } 2.$$

La valeur maximum est donc

$$\frac{E_{max}\, I_{max}}{2} \times 2 = E_{max}\, I_{max},$$ ce qui est évident a priori :

La courbe de variation est située tout entière au-dessus de l'axe des x puisque la valeur minimum de l'expression entre parenthèses est O et qu'elle ne peut pas être négative.

Une période correspond à une durée $T = \frac{1}{F}$.

Cherchons le travail fourni pendant une période.

$$W = \int_o^T p\, dt \quad \text{— ou en intégrant l'expression} \quad (1)$$

$$= \frac{E_{max}\, I_{max}}{2}\left(\int_o^T dt - \int_o^T \cos \omega t\, dt\right).$$

Au temps O, la seconde intégrale est nulle puisque

$$\sin O = O.$$

De même au temps T.

L'énergie fournie (ou produite) pendant le temps T est donc

$$\frac{E_{max}\ I_{max}}{2} \times T$$

et la puissance correspondante

$$\frac{E_{max}\ I_{max}}{2}.$$

Cette expression est évidemment valable pour plusieurs périodes *entières*. Elle est pratiquement applicable pendant une durée assez longue pour qu'on puisse négliger la grandeur d'une période par rapport à cette durée.

CHAPITRE XIII

Self-induction et capacité en courant alternatif.

161. — 1° Effet d'une bobine de self-induction (fig. 98). — Lors qu'on applique une certaine différence de potentiel continue à une bobine de self-induction l'intensité de courant ne prend pas immédiatement la valeur correspondant à la loi d'Ohm. Nous avons appris précédemment

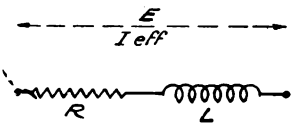


Fig. 98.

qu'il y avait une *période d'établissement de courant.* On interprète cette remarque en admettant qu'une *force contre-électromotrice de self-induction* naît dans le circuit pendant cette période et, en vertu de la loi de Lenz, que cette tension tend à combattre l'effet de la tension de la source. Ce même phénomène se manifeste aussi si on applique la tension non plus brusquement, mais d'une manière progressive, tout au moins si cette progression est assez rapide.

De même, si l'on tend à réduire l'intensité de courant, le même phénomène agit en sens inverse. La force électromotrice induite tend à prolonger le passage du courant dans le conducteur.

Tout cela découle, comme nous l'avons expliqué, de la loi de Lenz, relative au sens des courants induits.

Ces remarques vont nous permettre de comprendre intuitivement, et sans faire appel au raisonnement mathématique, quelle sera l'influence d'une bobine de self-induction dans un circuit que parcourt un courant alternatif.

Après une période de croissance, la tension passe par sa valeur maximum et le phénomène change de sens. A ce moment la force électromotrice d'induction s'opposera à cette variation. Grâce à elle, on peut facilement prévoir que l'intensité de courant *continuera à croître* pendant le court moment où la force d'induction pourra se manifester.

Lorsque la tension passera par sa valeur maximum négative, le même phénomène interviendra tout naturellement.

En résumé, pendant les instants où la force électromotrice est croissante, l'intensité de courant est, grâce à l'action de la bobine, plus faible que ne le voudrait la loi d'Ohm. Elle est, au contraire, plus forte pendant les périodes de *décroissance*.

Nous obtiendrons exactement l'interprétation de ce phénomène en traçant la courbe de l'intensité comme une sinusoïde légèrement décalée, en arrière, par rapport à la sinusoïde qui représente la force électromotrice.

Ainsi donc, l'effet d'une bobine de self-induction est d'introduire un retard de l'intensité de courant par rapport à la force électromotrice, ou, en d'autres termes, de faire naître *une différence de phase entre les deux fonctions périodiques*.

162. — Détermination vectorielle du déphasage. Impédance. — Aux bornes d'une tension alternative, nous branchons un circuit (fig. 98) comportant une résistance et une bobine de self-induction L. Nous pouvons supposer que cette dernière est une inductance pure, c'est-à-dire que sa résistance est nulle. Pratiquement, on peut supposer que sa résistance inévitable fait partie de la résistance R.

Sous l'influence de la tension alternative dont la valeur efficace est E, un courant efficace I circule dans R et dans L.

S'il s'agissait de courant continu, la somme des tensions (en admettant que L ait une certaine résistance) serait la somme algébrique des tensions. Mais il s'agit ici de tensions sinusoïdales; il se produit des déphasages et la tension peut être considérée comme *une somme géométrique de vecteurs*.

La tension aux bornes de la résistance est R I. Elle est en phase avec la tension E.

Quant à la tension qui naît aux bornes de la bobine, c'est une *force électromotrice de self-induction*. Son sens est, d'après la loi de Lenz, tel qu'elle s'oppose à la cause qui la produit, c'est-à-dire au courant *i*. C'est donc, en réalité, une *force contre-électromotrice*.

Elle est évidemment proportionnelle au flux qui traverse la bobine — c'est-à-dire au coefficient L — puisque celui-ci mesure précisément le flux correspondant à une intensité de courant unité et, aussi, à la rapidité de variation du courant, c'est-à-dire à la fréquence ou à ω.

On peut montrer[1] que, précisément, la force électromotrice de self-induction est $L\omega I$.

1. Voir démonstration complète en appendice. Note I, page 202.

D'autre part, la tension aux bornes de R et la tension aux bornes de L sont décalées de 90° ou $\frac{\pi}{2}$.

Nous pouvons, dès lors, imaginer le graphique vectoriel de la figure 99.

Nous traçons en $\overline{OA}$ un vecteur proportionnel à R I.

A partir du point A, nous traçons un vecteur perpendiculaire représentant $L\omega$ I avec la même échelle. La résultante $\overline{OB}$ sera la tension aux bornes de l'ensemble R et L.

Il est évident, d'autre part, que la composante R I est en phase avec

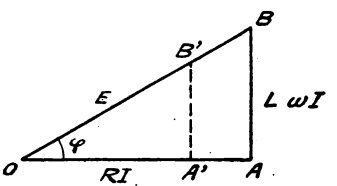


Fig. 99.

l'intensité I. L'angle de déphasage entre la tension résultante aux bornes E et l'intensité de courant est donc $\widehat{AOB}$ (marqué φ).

Nous pouvons en calculer la valeur. Dans le triangle rectangle ainsi constitué, nous avons : $\text{tg } \varphi = \frac{\overline{AB}}{\overline{OA}} = \frac{L\,\omega\,I}{RI}$ ou $\frac{L\,\omega}{R}$.

Écrivons, maintenant, la relation de Pythagore : *le carré de l'hypoténuse est égal à la somme des carrés des deux autres côtés.*

$$\overline{OB}^2 = \overline{OA}^2 + \overline{AB}^2$$
$$E^2 = L\omega^2 I^2 + R^2 I^2$$
$$= I^2 (R^2 + L^2 \omega^2).$$

D'où $$E = I \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}.$$

C'est une généralisation de la loi d'Ohm en courant alternatif. Nous retrouvons, en effet, exactement *la même forme en posant :*

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}.$$

Z est appelée *l'impédance.* C'est une quantité qui se mesure *en ohms* quand, dans la formule ci-dessus, on exprime :

R en ohms. et L en Henrys

$$\omega = 2\pi F$$

F étant exprimé en périodes ou cycles par seconde.

Dans les calculs, il ne faut jamais perdre de vue que la *fréquence* intervient dans l'expression de l'impédance.

L'impédance varie avec la fréquence, alors que la résistance est invariable.

La quantité $L\omega$, qui s'*exprime* aussi en ohms, est appelée la *réactance de self-induction* ou simplement l'*inductance.*

Dans la construction figure 99, nous avons supposé connus :

L, ω et I ; E étant inconnu.

On pourrait tout aussi bien résoudre la problème en connaissant, par exemple :

L, ω, et E.

On procéderait de la manière suivante (fig. 99).

A partir de O on porterait un vecteur OA′ proportionnel à R, puis, perpendiculairement, A′B′, proportionnel à $L\omega$. Le triangle OA′B′ est

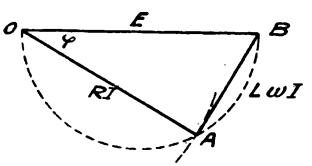


Fig. 100.

évidemment semblable à celui que nous cherchons. De la longueur A′B qui représente E (dont nous connaissons la grandeur) nous pouvons déduire le rapport de similitude qui est précisément I.

Graphiquement, nous ferions glisser A′B′ parallèlement à lui-même (jusqu'au moment où l'hypoténuse aurait précisément la longueur E mesurée à l'échelle adoptée).

Si L était inconnu, les autres quantités étant connues, nous procéderions comme suit (fig. 100) :

Nous tracerions l'hypoténuse $\overline{OB}$. Nous savons déjà que, du point A cherché, on doit voir le vecteur $\overline{OB}$ sous un angle droit, c'est-à-dire que les droites AO et AB doivent être perpendiculaires. On montre en géométrie élémentaire que le lieu géométrique de tels points est précisément le cercle qui admet OB comme diamètre.

Nous tracerons ce cercle.

Du point O comme centre, nous décrirons un autre cercle de rayon R I (connu), l'intersection des deux cercles donne le point A cherché.

Remarque. — Dans le triangle rectangle OAB, on peut écrire $\cos \varphi = \frac{OA}{OB}$, ou, Z étant l'impédance :

$$\frac{RI}{I \times Z} \quad \text{ou} \quad \frac{R}{Z}.$$

De même, on trouve :

$$\sin \varphi = \frac{L\omega}{Z}.$$

163. — Inductances en série (fig. 101). — Un circuit est composé de deux bobines dont les inductances sont respectivement L_1 et L_2 et les résistances correspondantes R_1 et R_2 (fig. 101). Il s'agit de déterminer

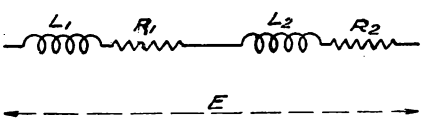


Fig. 101.

la force électromotrice alternative de fréquence $F = \frac{\omega}{2\pi}$ nécessaire pour y faire circuler un courant d'intensité I.

La tension cherchée est évidemment la somme *géométrique* des tensions qui existent aux bornes de chacune des deux bobines. Nous allons donc exprimer la tension aux bornes de chacune des deux bobines et composer

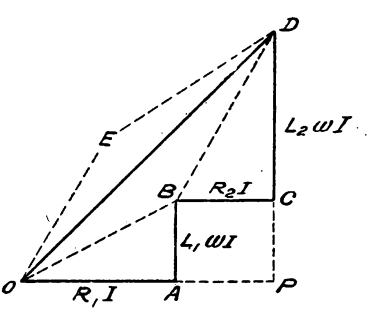


Fig. 102.

les deux vecteurs ainsi déterminés. La résultante sera la tension cherchée.

Il sera commode de procéder comme suit (fig. 102) :

D'un point O comme origine nous tracerons le vecteur OA égal à $R_1 I$ (à une échelle quelconque). Du point A ainsi trouvé nous élèverons la

perpendiculaire $L_1 \omega I$. Le vecteur OB représente la tension aux bornes de L_1R_1.

De B traçons un vecteur parallèle au premier et égal à R_2 I; puis, à l'extrémité de celui-ci, une perpendiculaire égale à $L_2 \omega$ I. La tension aux bornes de la seconde bobine est BD.

La tension résultante peut être tracée directement, c'est la droite OD. Le déphasage total est évidemment $\widehat{DOP}$.

Nous pouvons mesurer cet angle φ par sa tangente. Dans le triangle rectangle OPD, nous avons :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\overline{PD}}{\overline{OP}}$$

$$PD = AB + CD$$

ou $$L_1 \omega I + L_2 \omega I \quad \text{ou} \quad \omega I (L_1 + L_2)$$

$$OP = OA + BC$$

$$= R_1 I + R_2 I \quad \text{ou} \quad I (R_1 + R_2)$$

d'où $$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega I (L_1 + L_2)}{I (R_1 + R_2)} \quad \text{ou} \quad \frac{(L_1 + L_2) \omega}{R_1 + R_2}.$$

Nous pouvons en conclure que l'inductance équivalente est une bobine dont l'inductance serait la somme des inductances et la résistance la somme des résistances.

Dans le même triangle, nous pouvons encore écrire :

$$\overline{OD}^2 = (\overline{OA} + \overline{BC})^2 + (\overline{AB} + \overline{CD})^2$$

ou $$(R_1 I + R_2 I)^2 + (L_1 \omega I + L_2 \omega I)^2$$

$$E^2 = I^2 [(R_1 + R_2)^2 + \omega^2 (L_1 + L_2)^2].$$

La racine carrée de l'expression en crochets constitue *l'impédance équivalente.*

Il est facile de voir qu'elle *n'est pas* égale à la somme des impédances de chacune des deux bobines.

En développant les carrés on trouve :

$$E^2 = I^2 (R_1^2 + R_2^2 + 2R_1 R_2 + \omega^2 L_1^2 + \omega^2 L_2^2 + 2\omega^2 L_1 L_2).$$

Mais $R_1^2 + \omega^2 L_1^2 = Z_1^2$.

Z_1 étant l'impédance de la première bobine et

$$R_2^2 + \omega^2 L_2^2 = Z_2^2.$$

Z_2 étant l'impédance de la seconde.

Il vient donc :

$$E^2 = I^2 [Z_1^2 + Z_2^2 + 2 (R_1R_2 + \omega^2 L_1L_2].$$

164. — Puissance instantanée et puissance moyenne (fig. 103). — Reprenons le circuit comportant une bobine de self-induction et une résistance.

Traçons la courbe de la puissance, comme nous l'avons fait dans le cas où il n'y a que des résistances en circuit et où, en conséquence, on peut appliquer la loi d'Ohm.

Nous tracerons sur le même axe des temps la sinusoïde représentant

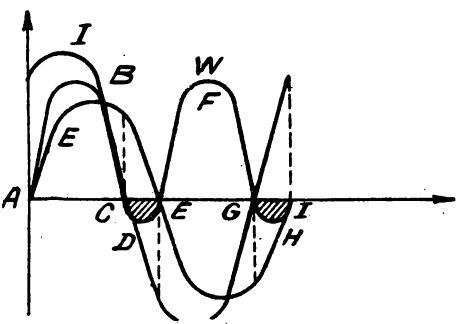


Fig. 103.

la variation de force électromotrice et, décalée de l'angle calculé φ, la sinusoïde qui correspond à l'intensité de courant instantanée.

En multipliant les ordonnées nous tracerons la courbe qui représente la *puissance instantanée*. Mais, cette fois, *la courbe n'est pas située tout entière au-dessus de l'axe des temps*. Elle passe au-dessous de cet axe dans les instants où force électromotrice et intensité instantanées sont de signe contraire.

Les points de coupures de l'axe des temps sont évidemment les moments où intensité et force électromotrice s'annulent. La courbe de la puissance instantanée est encore une sinusoïde dont la fréquence est double de la fréquence des autres éléments.

Comment interpréter ces variations de puissance? Pendant les temps comme ABC la source alternative fournit de la puissance au circuit; pendant les temps CDE, c'est, au contraire, *le circuit qui fournit de la puissance à la source.*

La puissance moyenne est, par conséquent, égale à la différence entre les aires comme ABC et CDE.

Un calcul complet permet d'établir que la puissance moyenne est :

$$P = E_{eff}\, I_{eff} \cos \varphi.$$

φ étant déterminé par la relation

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega}{R}.$$

On remarquera que la puissance moyenne est nulle quand $\cos \varphi = 0$, c'est-à-dire que $\varphi = \frac{\pi}{2}$. C'est le cas idéal qui correspond à *une résistance nulle* et à une *pure self-induction.*

Cette constatation ne doit pas nous étonner. La courbe qui représente la puissance instantanée est toujours la même sinusoïde, mais son *axe est précisément l'axe du temps.* Le circuit restitue pendant un quart de période l'énergie qu'il a absorbée pendant le quart de période précédent.

165. — Courant watté. Courant déwatté. — Nous avons, plus haut, considéré la *tension* aux bornes d'une inductance comme la somme géométrique de deux composantes rectangulaires, l'une produite par le passage du courant à travers *l'inductance,* l'autre produite par la chute de tension *dans la résistance.* Cette dernière est naturellement en phase avec la tension appliquée et l'autre décalée de $\frac{\pi}{2}$.

Cette considération féconde nous a permis d'établir les valeurs du déphasage, de l'impédance, etc...

Mais on peut aussi envisager le problème sous un autre aspect et considérer *l'intensité* qui traverse le circuit comme la résultante de deux composantes rectangulaires dues, l'une *à la self-induction* et l'autre à la *résistance.*

Ces composantes devront être telles que leur résultante soit précisément l'intensité efficace I.

Cette dernière est déterminée par :

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$$

E étant la force électromotrice efficace.

Le problème consiste, à partir de cette relation, à trouver une somme de deux carrés, égale à I^2.

En élevant au carré, nous trouvons :

$$I^2 = \frac{E^2}{R^2 + L^2\omega^2}.$$

En multipliant haut et bas le second nombre par $R^2 + L^2\omega^2$

$$I^2 = \frac{E^2 (R^2 + L^2\omega^2)}{(R^2 + L^2\omega^2)^2} \quad \text{ou} \quad \frac{E^2R^2 + E^2L^2\omega^2}{(R^2 + L^2\omega^2)^2}$$

ce qui peut s'écrire :

$$\left(\frac{ER}{R^2 + L^2\omega^2}\right)^2 + \left(\frac{E\,L\omega}{R^2 + L^2\omega^2}\right)^2$$

c'est-à-dire exactement ce que nous cherchions.

Ce résultat se traduira graphiquement par la figure 104. Nous tracerons un triangle rectangle dont l'hypoténuse est I. Un des côtés sera :

$OA = \frac{ER}{R^2 + L^2\omega^2}$ ou, en remarquant que $\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$ est l'*impédance* Z. $OA = \frac{ER}{Z^2}$.

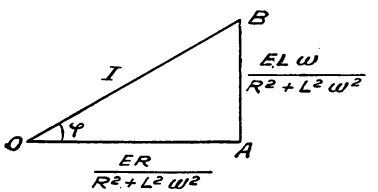


Fig. 104.

L'autre côté sera : $AB = \frac{EL\omega}{Z^2}$.

Nous pouvons aussi écrire que, dans le triangle rectangle, nous avons :

$AB = OB \sin \varphi$ ou $I \sin \varphi$
$OA = OB \cos \varphi$ $I \cos \varphi$.

La puissance dépensée dans le circuit est E I cos φ. C'est-à-dire le produit de la tension par OA. C'est pour cette raison que $\frac{ER}{Z^2}$, composante du courant qui produit des watts, est appelée *l'intensité wattée* ou *active* du courant. C'est elle seule qui représente la puissance fournie par la source.

L'autre composante I sin φ est *l'intensité déwattée* ou *intensité de courant réactive.*

166. — 2° Effet d'un condensateur (fig. 105). — Branchons un condensateur dans un circuit comportant une force électromotrice alterna-

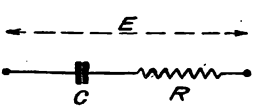


Fig. 105.

tive. Il est évident que ce condensateur va se charger et se décharger en suivant le rythme des variations. Nous constaterons qu'il y a un courant permanent dans le circuit, à l'inverse de ce qui se passe en courant continu.

Cette observation est facilement explicable si nous nous reportons à la comparaison hydraulique à laquelle nous avons déjà eu recours dans les précédents chapitres.

Le condensateur peut être assimilé à un corps de pompe séparé en deux parties par une cloison élastique (fig. 106).

Imaginons qu'une des parties soit en relation avec un piston P_1. Si nous enfonçons P_1, nous produirons une élévation du liquide en P_2, élévation limitée par l'élasticité de la membrane. C'est le cas du courant continu. Mais si nous soulevons et enfonçons alternativement P_1, nous verrons évidemment le niveau en P_2 suivre le même rythme. C'est le cas du courant alternatif.

Revenons au cas de la figure 105. A un certain instant, la force élec-

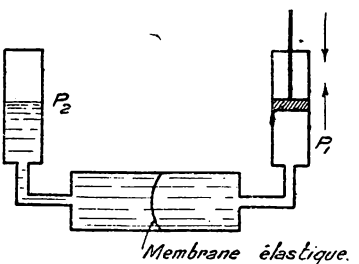


Fig. 106.

tromotrice est nulle. Quelques instants avant, la force électromotrice n'était pas nulle; par conséquent, le condensateur C était chargé.

La décharge d'un condensateur dans un circuit comportant une résistance n'est pas instantanée. Par conséquent, cette décharge *n'est pas achevée au moment où la force électromotrice est nulle;* un courant circule donc encore dans le même sens que pendant l'instant précédent. L'intensité de courant ne s'annulera que quelques instants après, quand la force électromotrice aura déjà pris une valeur négative.

Nous pouvons donc en conclure que, dans un circuit qui comporte un condensateur, l'intensité de courant est *en avance* sur la force électromotrice.

167. — Circuit comportant capacité et résistance (fig. 105). **Déphasage. Impédance.** — La tension maximum appliquée E fait circuler un courant alternatif dont I est la valeur maximum. Cette tension est la résultante de la chute de tension dans la résistance R et de la tension réactive aux bornes du condensateur. La première est en phase avec le courant qui circule dans l'ensemble et l'intensité de courant dans le condensateur est de 90° en avant de la tension appliquée [1].

1. Voir démonstration en appendice, note II, page 203.

La tension réactive est $\frac{I}{C\omega}$ (1).

On peut faire une construction analogue à celle qui nous a permis de déterminer le déphasage résultant pour un circuit comportant inductance et résistance.

On tracera (fig. 107) le vecteur $\overline{OA}$ proportionnel à IR ; puis, dans le sens négatif (en dessous de l'horizontale), le vecteur perpendiculaire

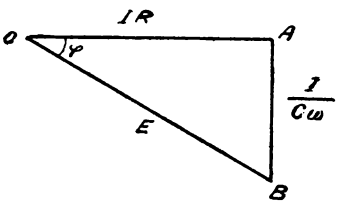


Fig. 107.

AB — proportionnel à $\frac{I}{C\omega}$. Le déphasage a lieu dans l'autre sens (avance).

Nous écrirons, comme plus haut :

$$\text{tg } \varphi = \frac{\overline{AB}}{\overline{OA}} = -\frac{I}{C\omega \times IR} \text{ ou } -\frac{1}{RC\omega}.$$

On adopte le signe — parce que AB est négatif — et on trouverait :

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}.$$

Le facteur Z s'appelle encore *l'impédance.*

Dans le cas où la résistance du circuit est nulle, Z se réduit à

$$Z = \sqrt{\frac{1}{C^2\omega^2}} \text{ ou } \frac{1}{C\omega}.$$

La quantité $\frac{1}{C\omega}$, qui s'exprime en ohms, est la *réactance de capacité* ou *capacitance,* et la valeur de l'intensité du courant qui traverse le condensateur est donnée par :

$$E = \frac{I}{C\omega} \text{ ou } I = EC\omega.$$

L'intensité de courant est d'autant plus importante que :

a) la tension est plus élevée;

b) la fréquence est plus grande;

c) la capacité est plus grande.

Dans cette formule il faut exprimer :

E en volts maxima ou efficaces, C en Farads, $F = \frac{\omega}{2\pi}$ en périodes par seconde pour trouver I en Ampères maxima ou efficaces.

Remarque: Dans le triangle rectangle OAB, on peut facilement trouver que :

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} \text{ et}$$

$$\sin \varphi = \frac{1}{ZC\omega}.$$

168. — Puissance instantanée et puissance moyenne. — Nous pourrions reprendre symétriquement les mêmes considérations que dans le cas où le circuit comporte une résistance et une bobine de self-induction.

Il y a des moments où le condensateur emprunte de l'énergie à la source et des cas où, au contraire, il lui en cède. Ces deux quantités d'énergies sont égales dans le cas particulier où la résistance est nulle; en conséquence, la puissance moyenne est alors nulle.

Dans le cas général, la puissance moyenne est encore donnée par l'expression :

$$P_m = E_{eff} I_{eff} \cos \varphi$$

$$\text{avec } \operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{RC\omega}.$$

Problème général. Résonance.

169. — Circuit comportant inductance, résistance et capacité en série. — Supposons qu'il s'agisse de faire circuler une intensité efficace I dans un circuit analogue à celui de la figure 108, c'est-à-dire qui comporte :

Résistance R (Ohms), Inductance L (Henrys), Condensateur C (Farads), placés en série avec la source.

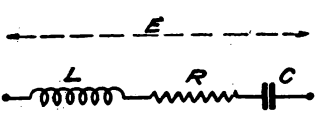


Fig. 108.

Nous allons établir quelle doit être la tension efficace E (volts) appliquée entre les bornes extrêmes.

Le problème peut, naturellement, se traiter entièrement par le calcul. Nous aurons l'occasion de revenir sur cette importante question dans le second tome de cet ouvrage.

Nous nous bornerons, pour l'instant, à indiquer la vérification graphique qui a l'avantage d'être extrêmement simple.

Il est évident que la tension totale, entre les bornes extrêmes du circuit,

est égale à la somme géométrique des tensions aux bornes des éléments.

A partir du point O pris pour origine (fig. 109), traçons le vecteur OA proportionnel à RI, représentant la tension aux bornes de la résistance. Du point A nous élèverons la perpendiculaire AB, proportionnelle à $L\omega I$ — force électromotrice de self-induction.

A partir de B, nous tracerons le vecteur représentant la tension aux bornes du condensateur. Celle-ci est décalée de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à l'intensité de courant. Il faut donc que le vecteur soit perpendiculaire à OA. Mais

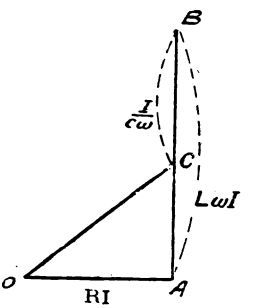


Fig. 109.

il est dirigé dans le *sens du retard*... c'est-à-dire vers le bas. En effet, dire que le courant est en avance sur la tension, c'est dire que la tension est en retard sur le courant...

Ainsi donc, à partir de B, nous tracerons *dans la direction BA* un vecteur BC proportionnel à $\frac{I}{C\omega}$, ce qui nous fixera le point C. La tension résultante que nous cherchons est OC. Elle fait un angle $\widehat{COA} = \varphi$ avec l'intensité de courant. Nous pouvons chercher à exprimer ces valeurs :

Il est évident d'après le graphique que, en valeur absolue, on a :

$$AC = AB - BC \text{ ou}$$

$$AC = L\,\omega I - \frac{I}{C\omega}$$

$$= I\left(L\,\omega - \frac{I}{C\omega}\right)$$

ce qui nous permet d'exprimer :

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{AC}{OA} \text{ ou } I\,\frac{\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)}{IR} \text{ ou } \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

Dans le triangle rectangle OAC, la relation de Pythagore nous donne :

$$\overline{OC}^2 = \overline{OA}^2 + \overline{AC}^2$$

ou, en remplaçant

$$E^2 = R^2I^2 + I^2\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2$$
$$= I^2\left[R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2\right]$$

et l'expression généralisée de la loi d'Ohm deviendra :

$$E = I\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}. \qquad (1)$$

La quantité sous le radical est *l'impédance* du circuit. Elle est exprimée en *ohms* quand

L est en Henrys, C en Farads, $F = \frac{\omega}{2\pi}$ en périodes par seconde.

On retrouve naturellement les quantités déjà calculées pour l'impédance Z en annulant C (cas d'une résistance et d'une bobine) ou en annulant L (cas d'une résistance et d'un condensateur). On retrouve la loi d'Ohm en faisant :

$$L \text{ et } C = 0$$

ce qui n'a rien d'étonnant.

La quantité $\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)$ est la *réactance* totale du circuit. Elle s'exprime aussi en ohms.

L'examen du diagramme et la discussion de l'équation (1) peuvent suggérer un certain nombre de remarques.

170. — Surtension. — La tension efficace entre les extrémités de l'inductance est :

$$L\omega I.$$

La tension efficace entre les bornes de la capacité est

$$\frac{I}{C\omega}.$$

Ces tensions peuvent être considérablement plus grandes que la tension appliquée entre les bornes extrêmes qui est représentée par OC. Il y a donc production *de surtensions.*

1er Cas $L\omega > \frac{1}{C\omega}$.

C'est le cas du diagramme (fig. 109). Graphiquement le résultat c'est que le point C est situé entre A et B. On en déduit immédiatement que l'intensité de courant est décalée en arrière de la tension.

2me Cas $L\omega < \frac{1}{C\omega}$.

Le diagramme correspondant est tracé (fig. 110). Dans ce cas, le dépha-

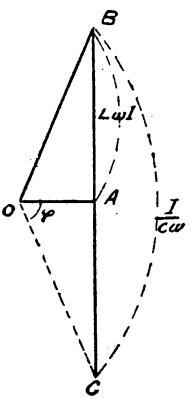


Fig. 110.

sage φ est dans l'autre sens. C'est-à-dire que l'intensité de courant est déplacée en avant de la tension appliquée.

Algébriquement, le résultat se traduit par une valeur négative de la tangente φ. C'est dire que l'intensité de courant est décalée en avant de la tension.

3me Cas $L\omega = \frac{1}{C\omega}$ (Résonance).

On dit que, dans ce cas, il y a *résonance*. Sur le diagramme le point C vient coïncider avec le point A. *En conséquence, il n'y a plus aucun déphasage. Extérieurement,* tout se passe comme si la résistance R était seule en circuit.

Mais il est évident que *les surtensions* développées peuvent atteindre des valeurs considérables. Dans ce cas particulier, il est évident que la tension aux bornes de l'inductance est égale à la tension aux bornes du

condensateur. L'une et l'autre sont représentées par le vecteur AB de la figure 109. Ce vecteur se mesure par

$$L\omega\ I \text{ ou } \frac{I}{C\omega}.$$

Cette surtension est d'autant plus grande que :

L est plus grand;
C est plus petit;
R est plus petit.

Dans le cas théorique où la résistance serait nulle, l'impédance prendrait une valeur nulle. L'intensité de courant deviendrait infinie, de même que les tensions aux bornes du condensateur et de la bobine. Une résistance faible nous approche de ces conditions limites. La diminution de résistance correspond, en effet, à une diminution de longueur de OA par rapport à AB.

171. — Circuit comportant une inductance et une résistance mises en parallèle avec un condensateur (fig. 111). — C'est une disposition que nous aurons l'occasion de retrouver bien souvent par la

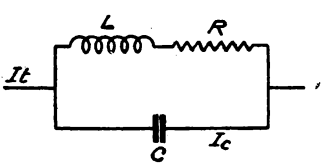


Fig. 111.

suite et qui constitue *un circuit oscillant parallèle.* On dit aussi parfois : *circuit bouchon.* Nous comprendrons pourquoi tout à l'heure.

Prenons donc un circuit constitué par une bobine de coefficient d'induction L (Henrys) et de Résistance R (Ohms) associée à un condensateur de C (Farads). Il s'agit de déterminer quel est le courant I (Ampères efficaces) que fournit la source quand la tension aux bornes est de E (Volts efficaces).

On peut traiter le problème par le calcul. L'étude est assez compliquée. Nous nous bornerons donc à retrouver graphiquement les résultats du calcul. Nous raisonnerons, cette fois, sur les intensités de courant.

Le courant fourni par la source est la résultante du courant I_C qui circule dans le condensateur et du courant I_L qui circule dans l'autre branche.

Sachant que la tension appliquée est E, nous pouvons en déduire que

la composante due à la source, dans I_C est donnée par EC ω. De plus, nous savons qu'elle est décalée de 90° en *avant* de la tension E.

L'autre composante est : $\frac{E}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}$ décalée d'un angle φ donné par :

$$tg\ \varphi = \frac{L\omega}{R}.$$

Nous pouvons maintenant tracer le graphique (fig. 112).

Une droite horizontale tracée à partir de l'origine O nous indiquera

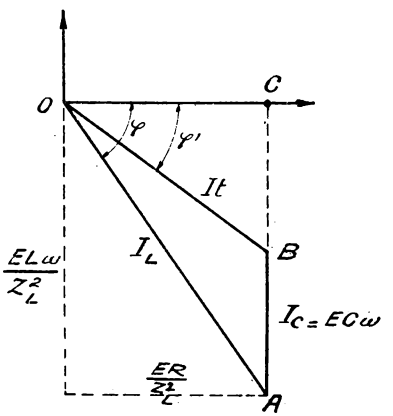


Fig. 112.

le sens de la tension E. Faisant, au-dessous de cette horizontale, un angle φ, nous tracerons le vecteur OA proportionnel à I_L.

A partir de A, perpendiculairement à l'horizontale, nous porterons AB proportionnel à I_C.

Le courant total fourni par la source est évidemment la droite OB.

Le simple examen de la figure nous indique que le courant fourni par la source sera minimum quand AB sera égal à AC, c'est-à-dire quand le point B viendra sur l'horizontale.

Il est intéressant de fixer à quelles conditions électriques correspondent ces conditions géométriques.

Ainsi que nous l'avons montré plus haut, on peut considérer le courant dans la bobine résistante comme la somme géométrique de deux composantes rectangulaires, dont l'une correspond à la résistance R et égale à $\frac{ER}{Z_L^2}$ et l'autre à $\frac{EL\omega}{Z_L^2}$.

Z_L étant l'impédance de la bobine à la fréquence considérée, soit :

$$\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}.$$

La condition fixée plus haut s'écrit donc, électriquement :

$$\frac{EL\omega}{R^2 + L^2 \omega^2} = EC\omega.$$

Mais l'expérience pratique nous apprendra que, dans la radio, on peut souvent négliger la résistance ohmique des bobines par rapport à leur inductance ($L\omega$).

En se permettant cette simplification on peut écrire :

$$\frac{EL\omega}{L^2 \omega^2} = EC\omega \text{ ou, encore, } \frac{1}{L\omega} = C\omega.$$

C'est, précisément, la condition de résonance que nous avons déjà trouvée plus haut.

Cherchons, maintenant, la valeur de l'impédance résultante dans le cas général.

C'est, évidemment, le rapport entre $\frac{E}{I_t}$.

Exprimons I_t, qui est le courant total, représenté par OB.

Dans le triangle rectangle OBC nous avons :

$$OB^2 = OC^2 + BC^2.$$

On peut remarquer que AC est la composante déwattée de l'intensité de courant dans la bobine, c'est donc $\frac{EL\omega}{Z_L^2}$.

Z_L étant l'impédance de la bobine à la fréquence considérée,

$$\overline{CB} = \overline{AC} - \overline{AB} \text{ ou } \frac{EL\omega}{Z_L^2} - EC\omega.$$

OC est la composante *wattée* de l'intensité de courant dans la bobine; c'est donc :

$$\frac{ER}{Z_L^2}$$

L'expression trouvée plus haut peut donc s'écrire :

$$I_t^2 = \left(\frac{EL\omega}{Z_L^2} - EC\omega\right)^2 + \left(\frac{ER}{Z_L^2}\right)^2.$$

d'où :

$$I = E\sqrt{\left(\frac{L\omega}{Z_L^2} - C\omega\right)^2 + \left(\frac{R}{Z_L^2}\right)^2}.$$

Donc, finalement :

$$I_r = E \sqrt{\frac{R^2}{Z_L^2} + \omega^2 \left(\frac{L}{Z_L^2} - C\right)^2}.$$

Le déphasage est donné par : $\operatorname{tg} \varphi = \frac{CB}{OC}$.

172. — Impédance à la résonance. — Il est particulièrement intéressant de calculer l'impédance du circuit pour la fréquence de résonance. Dans ce cas, le point B coïncide avec C et le courant total résultant I_r, fourni par la source est minimum et égal à OC.

L'impédance à la résonance Z_r est évidemment égale à : $\frac{E}{I_r}$.

Calculons I_r.

Dans le triangle OAC, l'angle $\widehat{COA}$ est l'angle φ et nous avons $\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega}{R}$, ou encore $\frac{AC}{OC}$, ou, enfin, puisqu'à la résonance $AC = AB = EC\omega$.

$$\frac{L\omega}{R} = \frac{EC\omega}{I} \text{ d'où : } I_r = \frac{REC\omega}{L\omega} = \frac{REC}{L}.$$

En conséquence l'impédance cherchée[1] $\frac{E}{I_r}$ est :

$$\frac{L}{RC}.$$

Dans l'hypothèse où la résistance est nulle, l'impédance devient de la forme $\frac{L}{0}$, c'est-à-dire qu'elle prend une *valeur infinie :* la source ne fournit plus aucun courant. Par contre, un courant d'une intensité infinie circule dans chacun des éléments.

Ce cas théorique est inaccessible en pratique. On ne peut, en effet, concevoir un circuit dénué totalement de résistance. Nous aurons, d'ailleurs, l'occasion d'insister plus loin sur le sens plus élargi qu'il faut attribuer au terme R quand il s'agit *de courants de haute fréquence.*

Dans ces conditions l'impédance à la résonance est ainsi que nous venons de l'établir :

$$Z_r = \frac{L}{RC}.$$

1. De nombreux auteurs donnent comme valeur de l'impédance l'expression $R + \frac{L}{RC}$ qui est égale à la valeur exacte en négligeant R. Cette expression fausse vient du fait que la condition de résonance a été écrite $L\omega = \frac{1}{C\omega}$ alors qu'elle est en réalité : $\frac{L\omega}{L^2\omega^2 + R^2} = C\omega$.

Cette impédance sera d'autant plus importante que la résistance inévitable R sera plus petite.

La résonance peut évidemment être atteinte par un grand nombre de combinaisons entre L et C, puisque la condition approchée est :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega} \text{ ou } LC = \frac{1}{\omega^2}.$$

Pour une fréquence donnée $\frac{1}{\omega^2}$ est une constante. On pourra donc prendre L grand et C petit, ou inversement.

Par exemple, supposons que $\frac{1}{\omega^2} = 10$.

Nous pourrons prendre

L = 1	C = 10
L = 2	C = 5
L = 4	C = 2,5
L = 10	C = 1

etc..., etc...

Mais il est évident d'après la formule $Z_r = \frac{L}{RC}$ que l'impédance à la résonance sera d'autant plus grande que nous choisirons L plus grand et C plus petit. Il y a, naturellement, des limitations physiques que nous étudierons par la suite.

D'autre part, en pratique, il ne faut pas seulement réaliser une impédance très grande. Des conditions, apportées par d'autres considérations (sélectivité) sont exactement opposées aux précédentes, si bien qu'on est amené à choisir pour L et C des valeurs moyennes.

Le simple examen du diagramme figure 112 montre bien que la différence entre le courant fourni par la source OC et le courant qui traverse le condensateur AC est d'autant plus importante que la résistante R est plus faible.

De même l'angle φ devient évidemment nul quand le point B vient en C; en conséquence, le courant fourni par la source est exactement en phase quand la condition de résonance est réalisée.

Quand la résistance est nulle, l'impédance devient infinie. C'est cette remarque qui est à l'origine de l'expression : *circuit-bouchon.*

D'une manière générale, suivant que $L\omega$ sera plus grand ou plus petit que $\frac{1}{C\omega}$ on fera les observations suivantes :

1° $L\omega < \frac{1}{C\omega}$. La réactance de self-induction est plus petite que la réactance de capacité.

Le déphasage a lieu en arrière.

La valeur efficace du courant réactif dans la bobine est plus grande que la valeur du courant réactif dans la capacité.

2° $L\omega > \frac{1}{C\omega}$.

Il est évident que le point B passe au-dessus de l'horizontale. Le déphasage du courant par rapport à la tension a lieu en avant.

3° $L\omega = \frac{1}{C\omega}$. Résonance. Le cas a été étudié plus haut. Le déphasage est nul.

L'intensité du *courant réactif* dans la bobine est exactement la même en valeur absolue que celle du courant dans le condensateur. L'impédance offerte par le circuit est d'autant plus grande que :

L est plus grand;
C est plus petit;
R est plus petit.

Dans l'hypothèse où la résistance est nulle, il y a exactement opposition de phase et l'intensité extérieure est nulle. On est en présence de deux vecteurs constamment opposés et égaux en grandeur absolue.

173. — Importance des phénomènes de résonance. Formule de Thomson. — Les phénomènes de résonance dans les circuits comportant inductance et capacité ont reçu en radio des applications considérables. Ces idées seront longuement développées dans le second tome de cet ouvrage.

Aussi bien pour les circuits du type série (fig. 105) appelés encore *circuit accepteur* que pour les circuits du type parallèle appelés encore *circuits rejecteurs* ou *circuits bouchons* la condition de résonance peut s'écrire :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega} \text{ ou encore}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC}} \text{ ou } \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Mais $\omega = 2\pi F$ d'où

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

(Formule de Thomson).

F est donné en périodes ou cycles par seconde, quand on exprime :

L en Henrys et

C en Farads.

Si nous considérons un circuit de constantes L et C, la résonance n'adviendra que pour une fréquence particulière répondant à la condition ci-dessus. Les propriétés de la résonance étant celles que nous avons rapidement mises en évidence, on conçoit qu'il soit possible d'utiliser le phénomène pour avantager la fréquence F. En effet, dans le cas d'un circuit série, l'impédance équivalente n'aura une valeur minimum que pour la fréquence de résonance.

S'il s'agit d'un circuit parallèle, l'impédance sera, au contraire, maximum pour cette fréquence et, pour une intensité donnée, la tension développée sera, par conséquent, maximum pour la fréquence de résonance.

Dans les pages précédentes, nous avons considéré que la résistance R était placée dans la branche *inductance* du circuit. Il en est toujours pratiquement ainsi. D'ailleurs, nous aurons l'occasion de montrer plus loin quel sens beaucoup plus étendu il faut attribuer au facteur R quand il s'agit de courants de haute fréquence.

Nous allons pour l'instant montrer brièvement quel est le rôle pratique de ce coefficient.

174. — Facteurs ou coefficients de surtension.

I. RÉSONANCE SÉRIE. — a) *Bobine.* Reprenons le diagramme figure 109. La surtension développée par la résonance est, aux bornes de la bobine,

$$E_L = L\omega\ I.$$

Mais, puisqu'il n'y a aucun déphasage : $I = \frac{E}{R}$.

La surtension peut donc s'écrire :

$$E_L = E\ \frac{L\omega}{R}.$$

En d'autres termes cette surtension est égale à la tension de la source, multipliée par un facteur $\frac{L\omega}{R}$ *que, pour cette raison, on nomme* FACTEUR *ou* COEFFICIENT DE SURTENSION.

Un coefficient de surtension s'exprime par un chiffre pur. En effet, $L\omega$ mesure une réactance qui s'exprime *en ohms*. R, résistance du circuit, s'exprime aussi *en ohms*. Le rapport est donc un nombre pur, souvent désigné par la lettre Q ou par la lettre *s*.

On conçoit que, dans un circuit oscillant, les effets de la résonance

sont d'autant plus nets que le facteur de surtension est plus grand.

La signification électrique du *facteur de surtension* est évidente. C'est précisément la tangente de l'angle de déphasage de la bobine considérée, à la fréquence de l'expérience.

En T. S. F. un bobinage à air, de fabrication courante, a un facteur s de l'ordre de 100 à 200. Un excellent bobinage à noyau magnétique peut avoir un facteur s de l'ordre de 400. Dans certains cas spéciaux on peut atteindre 1.000. Cela veut dire, dans ce dernier cas, qu'en appliquant une tension E de 1 millivolt (fig. 110) on trouve une tension de 1 volt aux bornes de L.

Il ne faut pas perdre de vue qu'un coefficient de *surtension dépend de la fréquence.* Un certain bobinage aura, par exemple, un facteur de surtension de 400 pour une fréquence de 600 kilohertz, mais la valeur pourra être inférieure à 100 pour une fréquence de 1 500 kilohertz.
par seconde.

b) *Condensateur.* En réalité, le coefficient R (résistance) a, en courants de haute fréquence, une signification beaucoup plus étendue qu'en courant continu, ou de fréquence industrielle. C'est un chiffre qui exprime les *pertes* de différentes origines.

Dans un condensateur de capacité C. il existe aussi des pertes qu'on peut désigner, à la fréquence $F = \frac{\omega}{2\pi}$ par le coefficient R_c.

Par une série de raisonnements absolument calqués sur les précédents on montrerait que la tension aux bornes d'un tel condensateur est

$$E_c = \frac{I}{C\omega}. \qquad (1)$$

L'intensité I, en ne considérant que les pertes dans le condensateur, serait :

$$I = \frac{E}{R_c}.$$

En conséquence, en remplaçant dans (1)

$$E_c = \frac{E}{R_c C\omega}$$

le facteur $\frac{1}{CR_c\omega}$ exprime donc le rapport qui existe entre la tension fournie par la source et celle que l'on trouve aux bornes du condensateur. C'est le *facteur de surtension* du condensateur considéré.

Remarquons qu'il traduit aussi la tangente de l'angle de déphasage de l'intensité traversant le même condensateur, par rapport à la tension appliquée, pour une fréquence F.

175. — II. RÉSONANCE PARALLÈLE. — a) *Intensité de courant dans la bobine.* — A la résonance (fig. 111) l'intensité de courant dans la bobine est :

$$I_L = \frac{LE\omega}{Z_L^2}.$$

L'intensité de courant watté fournie par la source est :

$$I_t = \frac{ER}{Z_L^2}.$$

En faisant le rapport on trouve la valeur :

$$\frac{L\omega}{R}.$$

Nous voyons donc encore apparaître *le facteur de surtension* qui est, cette fois, le coefficient par lequel il faut multiplier *l'intensité du courant* fourni par la source pour trouver l'intensité du courant qui circule dans la bobine et dans le condensateur.

b) *Dans le condensateur.* — On définirait exactement de la même manière :

$$\frac{1}{R_c C\omega}.$$

176. — Comparaison entre les deux cas de résonance. — Pour bien comprendre ce qui se passe dans les deux cas de résonance (série et parallèle) il faut noter que ce qui est vrai dans le premier cas pour l'intensité l'est, dans le second, pour la tension, et vice versa.

On peut d'ailleurs résumer la situation dans le tableau suivant dont l'importance est capitale quand on veut bien comprendre le fonctionnement des appareils de T. S. F.

CIRCUIT	IMPÉDANCE	INTENSITÉ EFFICACE	TENSION AUX BORNES des éléments	INTENSITÉ DANS les éléments
Résonance série.	= R. Tend vers zéro quand R tend vers O.	Maximum.	Celle de la source multipliée par facteur de surtension : $U_c = U = U \times s$.	Celle fournie par la source.
Résonance parallèle.	$= \frac{L}{RC}$ Tend vers l'infini quand R tend vers O.	Minimum.	Celle de la source.	Celle fournie par la source multipliée par s : $I_c = I_L = s\,I$

APPENDICE DU CHAPITRE XIII

I. — Calcul de l'intensité de courant dans un circuit doué de résistance R et de self-induction L.

La force électromotrice instantanée est :

$$e = E \sin \omega t$$

E étant la force électromotrice maximum.

La force contre-électromotrice d'induction est, pendant un temps très petit dt :

$$- L \frac{di}{dt}.$$

Nous pouvons donc écrire la loi d'Ohm qui est applicable aux valeurs instantanées.

$$e - L \frac{di}{dt} = Ri. \qquad (1)$$

i est évidemment de la forme I (sin $\omega t - \varphi$) en posant que l'intensité maximum est I, ce qui peut s'écrire, en développant **sin** ($\omega t - \varphi$).

$$i = I \sin \omega t \cos \varphi - I \cos \omega t \sin \varphi. \qquad (2)$$

En dérivant (2) par rapport au temps nous trouvons :

$$\frac{di}{dt} = \omega I \cos (\omega t - \varphi) \qquad (3)$$

mais cos ($\omega t - \varphi$) peut se développer et l'équation (3) devient :

$$\omega I \cos \omega t \cos \varphi + \omega I \sin \omega t \sin \varphi$$

e étant de la forme E sin ωt. Nous pouvons maintenant remplacer tous les termes de (1) par leur valeur, ce qui donne :

$$E \sin \omega t - \omega LI \cos \omega t \cos \varphi - \omega LI \sin \omega t \sin \varphi = RI \sin \omega t \cos \varphi - RI \cos \omega t \sin \varphi$$

ce qui peut s'écrire :

$$\sin \omega t (E - \omega LI \sin \varphi - RI \cos \varphi) = I \cos \omega t (\omega L \cos \varphi - R \sin \varphi). \qquad (4)$$

Cette équation exige que les quantités entre parenthèses soient nulles.

En effet :

supposons que $\omega t = \frac{\pi}{2}$. Nous savons que $\cos \frac{\pi}{2} = 0$ et que $\sin \frac{\pi}{2} = 1$.

Le second membre de l'équation est nul. Il faut donc qu'il en soit de même du premier. Mais comme sin $\omega t = 1$ il faut nécessairement que :

$$E - \omega LI \sin \varphi - RI \cos \varphi \qquad \text{soit nul.}$$

Or, *ce terme ne comporte aucune variable,* ce qui nous permet d'écrire :

$$E - \omega LI \sin \varphi - RI \cos \varphi = 0. \qquad (5)$$

La relation (4) doit aussi être remplie pour $\omega t = 0$ et dans ce cas
cos $\omega t = 1$ et
sin $\omega t = 0$.

D'où, par un raisonnement identique, nous pouvons tirer :

$$\omega L \cos \varphi - R \sin \varphi = 0. \qquad (6)$$

Divisons les deux termes par $\cos \varphi$

$$\omega L - R \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = 0$$

ou

$$R \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = L\omega$$

mais $\frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \text{tang } \varphi$ d'où $\text{tang } \varphi = \frac{L\omega}{R}$.

De l'équation (5), nous tirons :

$$E = RI \cos \varphi + \omega LI \sin \varphi \qquad (7)$$

mais

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}}$$

de même

$$\sin \varphi = \frac{\text{tg } \varphi}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}}.$$

En remplaçant dans (7)

$$E = \frac{RI}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}} + \frac{\omega LI \text{ tg } \varphi}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}}$$
$$= \frac{I (R + \omega L \text{ tg } \varphi)}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}}.$$

Remplaçons tg φ par sa valeur $\frac{L\omega}{R}$.

Il vient :

$$E_{eff} = \frac{I \left(R + \frac{L^2 \omega^2}{R} \right)}{\sqrt{1 + \frac{L^2 \omega^2}{R^2}}}$$ ce qui peut s'écrire encore

$$= \frac{I \left(\frac{R^2 + L^2 \omega^2}{R} \right)}{\frac{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}{R}}$$

R se supprime en haut et en bas :

$$= \frac{I (R^2 + L^2 \omega^2)}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}} \quad \text{ou } I \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}.$$

Cette relation est évidemment valable pour les valeurs efficaces, puisqu'on passe des valeurs maxima aux valeurs efficaces en multipliant par le facteur $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ou 0,707.

II. — Intensité alternative traversant un condensateur.

On peut écrire, pour un condensateur

$$q = CV.$$

q = charge du condensateur (coulombs),
C = capacité du condensateur (farads),
V = tension de cahrge (volts)

En dérivant : $dq = C dV$

ou, en divisant par dt

$$\frac{dq}{dt} = \frac{C dV}{dt} \qquad (1)$$

mais $\frac{dq}{dt} = i$ (courant instantané).

Si V est de la forme : $E \sin \omega t$

E étant la tension maximum, la dérivée par rapport au temps est :

$$dV = dt\ \omega\ E \cos \omega t$$

ou encore :

$$dt\ \omega E \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right).$$

En remplaçant dans (1) :

$$= C\omega E \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

la valeur maximum de cette intensité est :

$$C\omega E.$$

Elle est décalée de $\frac{\pi}{2}$ (ou 90°) en avant de la tension appliquée E.

III. — Équations aux dimensions d'une vitesse angulaire (ω) et d'une impédance.

Une impédance est donnée par la formule :

$$\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}.$$

L'équation aux dimensions d'une vitesse angulaire est l'inverse d'un temps ou T^{-1}

On peut remarquer que : $\omega = 2\pi F$ ou $\frac{2\pi}{T}$

2π est dénué de dimension,
T est homogène à un temps.
L'équation aux dimensions de L est, dans le système électromagnétique L (longueur).
$L\omega$ a donc pour équation LT^{-1}.
C'est la même que celle d'une résistance (voir appendice au chapitre X).
L'équation aux dimensions de :

$$C \text{ est } L^{-1} T^2$$

donc, celle de $\frac{1}{C\omega}$ est $\frac{1}{L^{-1} T^2 \times T^{-1}}$

$$\text{ou } LT^{-1}$$

qui est encore celle d'une résistance.

CONCLUSION. — Une impédance est égale à la racine carrée d'une somme de carrés dont chacun est homogène à une résistance. Il est donc parfaitement légitime de la mesurer en ohms.

IV. — Tableau résumé des termes utilisés en courant alternatif.

PÉRIODE (T). — Durée d'une oscillation complète, s'exprime en secondes.

FRÉQUENCE (F). — Nombre de périodes par seconde.

ALTERNANCE. — Temps pendant lequel l'intensité ou la force électromotrice sont de même sens. Pour les courants sinusoïdaux une *alternance* $= \frac{1}{2}$ période.

PULSATION (ω). — Vitesse angulaire du vecteur tournant ou angle (exprimé en radians) (décrit pendant l'unité de temps) :

$$\omega = 2\pi F \text{ ou } \frac{2\pi}{T}.$$

L'Unité n'a pas reçu de nom spécial. C'est l'inverse d'un temps, puisque π est un nombre pur.

FORCE ÉLECTROMOTRICE MAXIMUM (E_{max}). — Maximum de la force électromotrice instantanée. S'exprime en volts.

INTENSITÉ MAXIMUM (I_{max}). — Maximum de l'intensité instantanée. S'exprime en Ampères.

FORCE ÉLECTROMOTRICE EFFICACE (E_{eff}). — Mathématiquement, c'est la racine carrée de la moyenne des carrés de la force électromotrice instantanée. Pratiquement, c'est la tension continue qui, dans un circuit purement ohmique (sans réactance) produirait le même dégagement de chaleur dans le même temps.

Quand il s'agit d'une tension sinusoïdale on a :

$$E_{eff} = \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ E_{max}$$

$$E_{max} = \sqrt{2}\ E_{eff} = 1{,}414\ E_{eff}.$$

Se mesure en volts.

INTENSITÉ EFFICACE (I_{eff}). — Mathématiquement, c'est la racine carrée de la moyenne des carrés de l'intensité instantanée.

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ I_{max}$$

$$I_{max} = \sqrt{2}\ I_{eff} = 1{,}414\ I_{eff}.$$

C'est aussi l'intensité du courant continu qui produirait le même dégagement de chaleur, pendant le même temps, en traversant un circuit ne comportant que des résistances

Se mesure en ampères.

INDUCTANCE OU RÉACTANCE DE SELF-INDUCTION (ωL). — S'exprime en ohms quand L est en henrys. Ce même terme est souvent utilisé pour désigner une bobine de self-induction.

CAPACITANCE OU RÉACTANCE DE CAPACITÉ $\left(\frac{1}{C\omega}\right)$. — S'exprime en ohms quand C est en farads.

RÉACTANCE (X) $\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)$. — S'exprime en ohms quand L est en henrys, et C est en farads.

IMPÉDANCE (Z) (s'exprime en ohms). — Résistance apparente offerte par un circuit comportant résistance et réactance.

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

qui se réduit à

$$Z_L = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$$

pour une bobine de coefficient de self-induction L.

$$Z_C = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$ pour un condensateur de capacité C.

Il faut bien noter que :

a) l'impédance varie avec la fréquence;

b) les impédances ne s'additionnent pas comme des résistances.

DIFFÉRENCE DE PHASE OU DÉPHASAGE. — Deux phénomènes périodiques de même réquence présentent une différence de phase quand leur valeur maximum ne coïncide pas dans le temps. Une différence de phase peut donc se mesurer par une durée qui mesure l'*avance* ou le *retard* d'un phénomène sur l'autre.

Mais on peut aussi considérer cette avance ou ce retard comme un *angle*.

Si ωt est positif il s'agira d'une avance.

Si ωt est négatif il s'agira d'un retard.

Exemple :

$$A = X \sin \omega t$$
$$B = Y \sin \omega (t - \theta)$$
$$C = Z \sin \omega (t + \theta)$$

ou, en posant : $\omega \theta = \varphi$

$$B = Y \sin (\omega t - \varphi)$$
$$C = Z \sin (\omega t + \varphi).$$

B est en retard de φ sur A.

C est en avance de φ sur A.

Il est évident qu'on peut dire aussi que A est en avance sur B.

Il est aussi évident que le déphasage ne peut dépasser une demi-période.

QUADRATURE. — Quand le déphasage atteint un quart de période $\left(90° \text{ ou } \frac{\pi}{2}\right)$ on dit qu'il y a *quadrature*. Une des fonctions est nulle quand l'autre est maximum.

OPPOSITION DE PHASE. — Il y a *opposition de phase* quand le déphasage atteint une demi-période (180° ou π). Les deux fonctions sont constamment égales mais de sens opposé.

VALEUR DU DÉPHASAGE DANS UN CIRCUIT COMPLEXE. — L'angle φ se mesure habituellement par sa tangente.

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

qui se réduit à

$$\frac{L\omega}{R}$$ pour une bobine L

$$\frac{1}{RC\omega}$$ pour un condensateur C.

D'une manière générale, la tangente (tg φ) de l'angle de déphasage est égale au rapport : $\frac{\text{réactance}}{\text{résistance}}$.

COURANT EFFICACE. COURANT ACTIF OU WATTÉ. COURANT RÉACTIF OU DÉWATTÉ. — On considère le courant efficace fourni par la source comme la résultante de deux

intensités en *quadrature*. L'une est en phase avec la tension appliquée. C'est *la composante active* ou *wattée*.

Elle est égale en grandeur à :

$$\frac{ER}{Z^2}$$

R étant la résistance totale du circuit *en ohms*.
Z l'impédance totale du circuit *en ohms*.
Elle peut aussi s'exprimer $I_{eff} \cos \varphi$.
La *composante réactive* ou *dévattée* est :

$$\frac{EX}{Z^2}$$

X étant la réactance totale du circuit,
Z étant l'impédance.
C'est aussi

$$I_{eff} \sin \varphi.$$

PUISSANCE APPARENTE (P_a).

$$P_a = E_{eff}\ I_{eff}$$

s'exprime en volts-ampères.

PUISSANCE RÉELLE, PUISSANCE VRAIE, OU PUISSANCE ACTIVE (P).

$$P = E_{eff}\ I_{eff} \cos \varphi \text{ (s'exprime en watts).}$$

C'est la puissance réellement fournie par la source.
On constate qu'elle est égale au produit de la tension efficace par l'*intensité wattée*.

FACTEUR DE PUISSANCE. — C'est le cosinus de l'angle de *déphasage*, soit : $\cos \varphi$.

PUISSANCE RÉACTIVE (P_r).

$$P_r = E_{eff}\ I_{eff} \sin \varphi.$$

C'est le produit de la tension efficace par l'intensité réactive.

RÉSONANCE. — Il y a résonance quand la réactance de self-induction neutralise exactement la réactance de capacité.

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

ce qui s'exprime encore :

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

ou

$$F = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}.$$

FACTEUR DE SURTENSION (dépend de la fréquence).
a) *D'une bobine de self-induction L et de résistance R.*

$$\frac{L\omega}{R}.$$

b) *D'un condensateur de capacité C et de résistance R.*

$$\frac{1}{RC\omega}.$$

C'est un chiffre pur qui mesure le rapport existant entre la tension (résonance série) ou l'intensité (résonance parallèle) fournies par la source et la tension ou l'intensité qui existe aux bornes ou dans les éléments réactifs.

V. — Applications pratiques.

Calculer l'intensité efficace qui traverse une bobine d'induction de 50 *henrys, sous une tension alternative sinusoïdale de* 110 *volts efficaces, et de fréquence* 50 *périodes par seconde. La résistance de la bobine et celle de la source peuvent être négligées.*

Quelle est l'impédance de la bobine?

L'impédance Z est égale à $L\omega$

$$\omega = 2\pi F.$$
$$= 314{,}16.$$
$$314{,}16 \times 50 = 15\,708 \text{ ohms.}$$

L'intensité efficace est :

$$I_{eff} = \frac{E_{eff}}{L\omega} \text{ ou } \frac{E_{eff}}{Z};$$

ou

$$\frac{110}{15{,}708} \text{ ou environ } 0^{A},007.$$

Même problème, mais tenir compte du fait que la résistance de la bobine est de 100 *ohms.*

L'impédance Z est donnée par :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} \text{ — c'est-à-dire } \sqrt{10\,000 + 246\,490\,000}.$$

On peut donc parfaitement négliger l'influence de R.

VI. — Note pratique sur l'impédance des condensateurs en courant alternatif.

Proposons-nous de déterminer quelle est l'impédance d'un condensateur de 1 microfarad pour un courant alternatif dont la fréquence est de 100 périodes par seconde.

La formule établie dans le précédent chapitre est :

$$Z^c = \frac{1}{C\omega} \qquad (1)$$

dans laquelle Z est calculé en ohms si

C est exprimé en farads.

ω (pulsation) $= 2\pi F$ (F étant la fréquence, en cycles par seconde).

Dans l'exemple choisi nous avons :

$$C = 1 \text{ microfarad ou } 10^{-6} \text{ farad.}$$
$$\omega = 2\pi \times 100 \text{ ou}$$
$$3.14 \times 2 \times 100 = 628,$$
$$Z^c = \frac{1}{10^{-6} \times 628}, \text{ soit, sensiblement, } 1\,600 \text{ ohms.}$$

C'est un chiffre qu'il est extrêmement utile de connaître par cœur. Il permet, en effet, de calculer très rapidement l'impédance des condensateurs utilisés dans d'autres conditions.

Exemple : *Calculez l'impédance d'un condensateur de* 4 *microfarads à* 100 *périodes.*

D'après la formule (1) nous voyons que l'impédance est inversement proportionnelle à la capacité. Donc à 100 périodes, l'impédance d'un condensateur de 4 microfarads est de :

$$\frac{1\,600}{4} \text{ ou } 400 \text{ ohms.}$$

Calculez maintenant l'impédance du même condensateur pour une fréquence de 50 *hertz.*

Dans la formule, ω est proportionnel à F, puisque $\omega = 2\pi F$.

Si la fréquence double, l'impédance est divisée par deux, et inversement.

Ainsi donc, la réponse est : l'impédance d'un condensateur de 4 microfarads, pour une fréquence de 50 hertz est :

$$\frac{400 \times 100}{50} \text{ ou } 400 \times 2 = 800 \text{ ohms.}$$

Autre exemple : *Calculez l'impédance d'un condensateur de* 100 /1 000 *de microfarads pour une fréquence de* 5 000 *hertz.*

Repartons toujours des mêmes chiffres :

1 microfarad — 100 hertz — 1 600 ohms Or, 100 /1 000 de microfarads = 0,1 microfarad.

Pour 100 hertz l'impédance serait : 16 000 ohms. Pour 5 000 elle est de

$$\frac{16\,000 \times 100}{5\,000} \text{ ou } 320 \text{ ohms.}$$

VII. — Remarque sur la résonance des circuits amortis

L'étude élémentaire exposée dans le texte suppose que la résistance du circuit est toujours très faible par rapport à la réactance des autres éléments du circuit. Ces conditions sont réalisées pratiquement dans les circuits, utilisés généralement en radioréception, et dont le facteur de surtension est très largement supérieur à 10.

Dans certaines techniques (Télévision-Radar) on est amené aujourd'hui à employer des circuits considérablement amortis, dont le facteur de surtension est alors inférieur à 10.

La théorie élémentaire ne peut alors s'appliquer.

Si l'on considère un circuit comportant un conducteur sans pertes, une inductance et une résistance en série, on peut observer les résultats suivants :

a) Le minimum de réactance (intensité de courant maximum) se produit à la fréquence définie par la pulsation ($\omega = 2\pi f$) :

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Mais le maximum de tension entre les armatures du condensateur se produit pour une fréquence inférieure à $fr = \frac{\omega_r}{2\pi}$, alors que le maximum de tension entre les extrémités de l'inductance se produit pour une fréquence supérieure. La différence est d'ailleurs peu importante, mais il est cependant facile de mettre cet effet en évidence.

On peut d'ailleurs déterminer que, pour le condensateur, ce maximum se produit pour une fréquence déterminée par

$$\omega_{Cr} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{2L^2}}$$

Enfin, les tensions mesurables entre les bornes des éléments dépassent très légèrement le produit de la tension d'entrée par la grandeur définie comme le coefficient de surtension.

CHAPITRE XIV

Transformation, production, utilisation des courants alternatifs.

177. — Généralités. — Supposons qu'une puissance électrique de 100 kilowatts soit à notre disposition. Suivant l'usage auquel nous la destinons, il sera plus ou moins commode d'obtenir cette puissance sous une forme ou sous une autre. C'est qu'en effet, la puissance disponible peut être aussi bien représentée par :

1	ampère sous	100 000 volts.
100	—	1 000 —
100 000	—	1 volt, etc...

Transformer l'énergie électrique, c'est passer d'une forme à une autre forme. Dans les chapitres précédents nous avons reconnu qu'il était impossible de *transformer* le courant continu sans faire appel à des dispositifs mécaniques. En général, on emploie à cet effet des transformateurs tournants (convertisseurs). Il est évident que le rendement de ceux-ci est assez médiocre, puisqu'aux pertes purement électriques (pertes par effet Joule, ou ohmiques, pertes par hystérésis, pertes par courants de Foucault) il faut ajouter les pertes mécaniques (frottements). De plus, les convertisseurs mécaniques sont sujets à l'usure.

Le principal avantage du courant alternatif est la facilité avec laquelle on peut lui faire subir toutes les transformations voulues, avec des appareils purement *statiques;* c'est-à-dire ne comportant aucun organe en mouvement.

178. — Bobine d'induction en courant alternatif. — Un enroulement est bobiné sur un circuit magnétique (fig. 113). Si nous connectons une source de courant alternatif entre les bornes A et B, un courant traversera la bobine, courant dont l'intensité efficace sera déterminée par la formule :

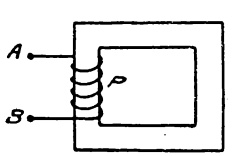


Fig. 113.

$$I_{eff} = \frac{E_{eff}}{\sqrt{R^2 + L^2\,\omega^2}}.$$

En termes plus explicites, l'intensité de ce courant dépendra :

a) de la tension appliquée;

b) du coefficient de self-induction de l'enroulement;

c) de la fréquence puisque $\omega = 2\pi F$;

d) de la résistance de l'enroulement.

A ce sujet, il faut préciser que, dans de nombreuses applications pratiques, on est amené à négliger la résistance de l'enroulement. Cette simplification n'est justifiée que dans les cas où, pour la fréquence considérée, la résistance R a une valeur négligeable devant la grandeur de résistance de self-induction qui est $L\omega$.

179. — Coefficient de self-induction en alternatif. — Lorsqu'il y a un circuit magnétique, il faut attacher une attention particulière au sens qu'il convient d'attribuer à cette expression.

Dans une bobine sans fer, on peut, comme nous l'avons fait plus haut, définir d'une manière très exacte le coefficient de self-induction. Lorsque les lignes de force circulent dans un milieu de perméabilité donnée μ, le coefficient de self-induction se trouve multiplié par cette valeur.

Mais de quoi dépend μ? En premier lieu, de la nature du circuit magnétique; en second lieu de l'*induction*, c'est-à-dire de la grandeur du champ magnétique. Celui-ci varie comme l'intensité du courant dans le circuit. En courant continu, nous connaissons cette intensité, nous en pouvons facilement déduire l'*induction* B et, en conséquence, la perméabilité.

Par contre, il n'en est pas de même en courant alternatif. L'intensité instantanée du courant varie, en valeur absolue, depuis zéro jusqu'à une valeur maximum. Il y a donc, au cours de la période, une *variation de la perméabilité*. Il devient, dans ces conditions, à peu près impossible de définir le coefficient de self-induction d'une manière précise, à moins de connaître très exactement dans quelles conditions de tension et de fréquence sera utilisée la bobine considérée.

Ces conditions étant fixées, on peut mesurer exactement le coefficient d'induction d'une bobine dont la résistance R est connue. Il suffit, pour cela, de mesurer l'intensité qui la traverse et la valeur de L est déduite de l'expression :

$$I_{eff} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + L^2\,\omega^2}} \text{ d'où l'on peut tirer :}$$

$$I^2_{eff} = \frac{E^2_{eff}}{R^2 + L^2\,\omega^2}.$$

$$R^2\,I^2_{eff} + L^2\,I^2_{eff}\,\omega = E^2_{eff}.$$

$$L^2\,I^2_{eff}\,\omega^2 = E^2_{eff} - R^2\,I^2_{eff}.$$

$$\text{d'où } L = \frac{\sqrt{E^2_{eff} - R^2\,I^2_{eff}}}{I\omega}.$$

180. — Phénomènes de saturation. — Avec cette méthode, mesurons le coefficient de self-induction d'une bobine comme celle de la figure 113, en fonction de la tension aux bornes, pour une fréquence donnée. Nous observerons tout d'abord, que le coefficient de self-induction a, pour des tensions faibles, une valeur sensiblement constante et, par conséquent, assez bien définie. Néanmoins cette valeur diminue lentement quand la tension augmente. A partir d'une certaine tension, la variation s'accentue et se traduit finalement par une diminution extrêmement brusque.

L'allure du phénomène est représentée figure 114. On peut s'expliquer facilement ce qui se passe. L'intensité instantanée atteint une valeur

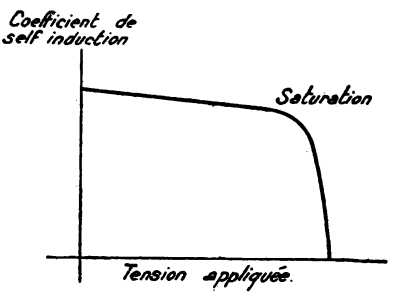


Fig. 114.

telle que le circuit magnétique est saturé. Nous rappelons que le phénomène de saturation se traduit par une diminution considérable de la perméabilité.

Là encore le phénomène doit être bien compris : il ne saurait, dans le cas du courant alternatif, y avoir saturation d'une manière absolument continue.

Au cours d'une demi-période, le coefficient d'induction a toute sa valeur, lorsque le courant instantané part de zéro. Ce coefficient décroît d'abord relativement peu, puis très brusquement au moment où la valeur instantanée de l'intensité correspond à l'approche de la saturation. La valeur se maintient à peu près constante pendant la partie croissante puis les phénomènes reprennent à peu près la même variation symétrique pendant la partie décroissante de la demi-période.

Ce raisonnement n'a pour but que de montrer à nos lecteurs combien ces phénomènes sont complexes, puisque, non seulement le coefficient de self-induction varie à une fréquence double de celle du courant, mais encore le déphasage, qui est précisément déterminé par le coefficient L, varie lui aussi suivant le même rythme.

La complexité est, naturellement, beaucoup moins importante si l'intensité n'atteint pas la valeur qui correspond à la saturation [1].

181. — Influence de la fréquence. — Il est facile de comprendre que la fréquence du courant alternatif puisse, elle aussi, jouer un rôle dans ces phénomènes.

Le phénomène de saturation est sous la dépendance de l'intensité de courant instantanée. Mais, pour une même tension appliquée, cette intensité dépend naturellement, de la fréquence. Nous rappelons en effet que le courant instantané est :

$$\frac{E_{max}}{L\omega} (\sin \omega t - \varphi)$$

$$\text{ou } \frac{E_{max}}{L \times 2\pi F} (\sin \omega t - \varphi).$$

C'est-à-dire que, si nous doublons la fréquence, nous pourrons, s'il n'y a pas saturation, et dans la mesure où on peut considérer que L est constant, admettre que le courant instantané, à un moment quelconque de la période, est divisé par deux Inversement, si la fréquence est divisée par deux, le courant instantané est doublé.

On peut déduire de cela que, dans le cas de l'expérience (fig. 113) la zone de saturation (fig. 114) se manifestera à la fréquence de 50 périodes pour une tension double de celle que nous pouvons observer si la fréquence est ramenée à 25 périodes.

Toutes ces considérations un peu abstraites vont trouver immédiatement leur application dans l'étude des transformateurs.

182. — Transformateur statique. — Le circuit magnétique de la figure 113 est traversé par un flux de force magnétique alternatif. Nous savons en effet que l'intensité de champ magnétique et, en conséquence, l'induction sont proportionnelles au courant qui l'engendre. Si l'intensité de courant est de la forme :

$$I_{max} \times \sin (\omega t - \varphi)$$

le champ magnétique sera de la même forme, à condition, naturellement que, dans l'expérience, on puisse considérer la perméabilité du milieu comme approximativement constante. Cette condition sera pra-

1. Il serait facile de montrer que, dans ces conditions, l'intensité de courant dans la bobine n'est plus sinusoïdale. Aussi la formule donnée précédemment pour le calcul de L n'est-elle applicable que s'il n'y a point de saturation.

tiquement remplie si l'induction dans le circuit est telle que la saturation ne soit à craindre à aucun moment de la période.

Bobinons un autre enroulement S sur le circuit magnétique (fig. 115). Entre les deux extrémités de cet enroulement nous trouvons une tension alternative. Cela ne doit pas nous surprendre puisque cet enroulement est traversé par le flux magnétique alternatif créé par le circuit P. Ce

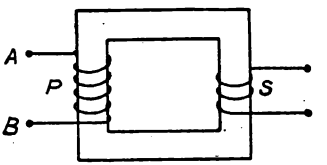


Fig. 115.

flux, continuellement variable, détermine une force électromotrice d'induction.

L'enroulement P, connecté du côté de la source, est *l'enroulement primaire.* L'enroulement S l'enroulement *secondaire.*

183. — Rapport de transformation. Rendement. — On peut pratiquement négliger les fuites d'un circuit magnétique bien établi.

Le *Flux magnétique,* produit de l'*induction* par la *section* utile du circuit est donc le même dans la branche sur laquelle est bobiné le primaire et dans celle où est bobiné le secondaire.

La tension instantanée aux bornes du primaire est :

$$u_i = U_p \sin \omega t.$$

U_p étant la tension maximum.

Chaque spire du primaire est traversée par un flux qui est de la forme

$$\mu HS \sin \omega t$$

et sa valeur maximum est μHS.

S étant la section utile du circuit magnétique et μ sa perméabilité.

En négligeant la résistance du primaire on peut dire que la tension primaire, fournie par la source, équilibre exactement la force électromotrice d'induction développée dans l'enroulement primaire.

Si l'enroulement primaire possède N_p spires on a donc :

$$U_p = \frac{\omega \mu \ HSN_p}{10^8}.$$

SN représente la surface totale embrassée par l'enroulement.

Une spire du secondaire est traversée par le même flux qu'une spire du primaire, puisque nous admettons que les fuites magnétiques sont négligeables. On peut donc aussi écrire pour le secondaire :

$$U_s = \frac{\omega\mu\ HSN_s}{10^8}.$$

En divisant cette expression par la précédente :

$$\frac{U_s}{U_p} = \frac{N_s}{N_p}.$$

Le rapport $\frac{N_s}{N_p}$ est dit le *rapport de transformation.* Il peut être plus grand que 1, la tension trouvée aux bornes du secondaire est plus élevée que la tension primaire. On dit qu'il s'agit d'un transformateur-*élévateur.* Quand, au contraire, ce rapport est plus petit que 1, on dit que le transformateur est *abaisseur.*

La puissance développée aux bornes du secondaire est égale à la puissance prise par le primaire à un facteur près, plus petit, que 1, qui est *le rendement.* Dans certains cas, le rendement d'un transformateur peut atteindre 0,98 (ou 98 %).

Celui des petits transformateurs employés en radio dépasse rarement 75 à 80 %.

184. — Courant à vide ou courant magnétisant. Courant en charge. — Lorsque le secondaire est à circuit ouvert, le primaire se comporte comme une bobine de self-induction. Le courant emprunté à la source correspond *aux pertes à vide* (sur lesquelles nous reviendrons). C'est un courant presque entièrement déwatté qui a pour effet de produire le champ magnétique. C'est pourquoi on l'appelle aussi parfois le *courant magnétisant.*

Qu'advient-il si l'on ferme le secondaire sur une résistance, ou, en général, un circuit quelconque?

Le courant secondaire obéit à la loi de Lenz : il est tel que son champ magnétique propre s'oppose au champ magnétique inducteur. Le champ magnétique secondaire est donc en *opposition constante* avec le champ magnétique primaire. Le champ résultant tend donc à être plus faible qu'à vide. Le flux qui traverse les spires du primaire tend donc à diminuer et, par suite, le coefficient de self-induction tend, lui aussi, à diminuer. Résultat : l'intensité du courant primaire augmente *de telle sorte que l'induction dans le circuit magnétique se maintienne à peu près constante.*

Cette remarque, très importante, doit être constamment présente à l'esprit si l'on veut comprendre exactement le mécanisme du transformateur statique : à vide comme en charge, l'induction maximum dans le circuit magnétique demeure constante. Une compensation absolument automatique s'établit entre le courant primaire et le courant secondaire pour maintenir cette condition.

185. — Réalisation pratique des transformateurs [1]. — Le circuit magnétique est réalisé par un empilement de tôles isolées plus ou moins grossièrement les unes des autres soit par oxydation superficielle, soit par des feuilles minces de papier. Il faut, en effet, se souvenir qu'il s'agit d'une induction alternative et que des courants de Foucault se développent dans la masse magnétique. On réduit les conséquences de ces courants parasites en feuilletant le circuit magnétique.

Des pertes par hystérésis se manifestent aussi dans les tôles. On les réduit en choisissant un métal d'une composition spéciale.

La qualité de la matière employée, ainsi que sa forme, ont donc une grande importance. On le comprendra encore mieux quand nous aurons signalé que certains alliages ont une perméabilité beaucoup plus grande que d'autres et supportent une induction maximum beaucoup plus élevée sans que la saturation se manifeste.

186. — Forme du circuit magnétique. — *a*) Le circuit magnétique doit être construit pour présenter des fuites magnétiques aussi réduites que possible. Bien des formes sont réalisables. On peut lui donner la forme d'un tore (fig. 116) soit à section circulaire, soit à section carrée ou rectangulaire. Dans le premier cas le circuit est réalisé avec du fil de fer enroulé dans un *moule* spécial. Ce fil de fer peut être émaillé ou oxydé pour éviter les courants de Foucault. Dans le second cas le tore est constitué par un empilement d'anneaux de tôle.

Avec de tels circuits magnétiques, les fuites magnétiques sont à peu près nulles puisqu'il n'y a pas de joints. Les enroulements sont réalisés sur toute la surface du tore, mais pour les bobiner il faut utiliser des machines spéciales. Ce procédé de fabrication n'est guère employé que pour certains transformateurs spéciaux (mesures).

b) *Bandes de tôle. Forme « Patate »*. — On peut aussi bobiner préalablement les enroulements sur un mandrin (fig. 117). Le circuit magnétique est constitué par des bandes de tôle d'une longueur convenable qu'on replie les unes sur les autres (fig. 117). Les fuites magnétiques sont faibles car la section des tôles est double à l'endroit du joint.

1. Voir note en appendice : Calcul des Transformateurs, page 229.

On peut aussi remplacer les tôles par des fils de fer qu'on replie de la même façon, mais tout autour de la bobine.

Celle-ci est alors blindée par l'ensemble du circuit magnétique et le

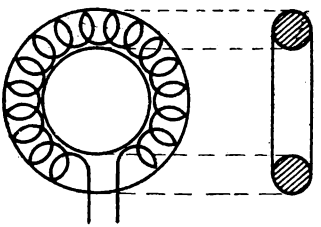


Fig. 116.

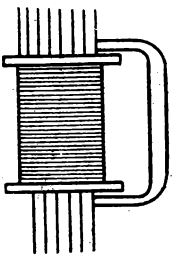


Fig. 117.

transformateur se présente alors comme une masse sans forme bien précise d'où le nom de transformateur « patate ».

c) *Tôles découpées.* — On peut concevoir bien des formes différentes. Nous signalons seulement deux combinaisons, parmi les plus répandues.

1) Le circuit magnétique se compose de l'assemblage de tôles en forme d'U et d'une barrette droite (fig. 118). Les enroulements sont réalisés

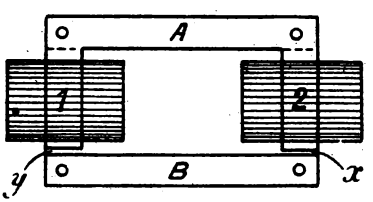


Fig. 118.

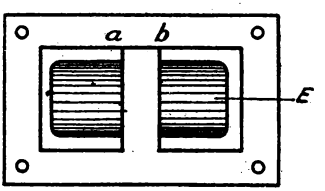


Fig. 119.

soit sur les jambes 1 et 2, soit sur une jambe seulement. Pour le montage on alternera le sens des tôles; c'est-à-dire que les joints x et y ne seront pas tous les uns au-dessus des autres, mais que deux joints successifs seront séparés par une tôle pleine, correspondant aux pointillés de la figure 118.

2) L'autre système est représenté figure 119. La branche centrale est coupée en AB. Cela permet le montage après réalisation de la bobine centrale. On enchevêtre aussi le montage de telle sorte que les parties coupées *ab* se trouvent alternativement d'un côté ou de l'autre de la bobine. Ce système est l'un des plus employés.

Des trous permettent l'assemblage des tôles. Il est recommandable d'isoler les écrous de la masse. Il faut réaliser un serrage énergique, sinon des vibrations se produisent, vibrations non seulement désagréables, mais qui entraînent une perte d'énergie.

187. — Courant à vide et induction maximum. — *Le courant à vide* du transformateur dépend du coefficient de self-induction du circuit primaire. Plusieurs facteurs sont à notre disposition pour agir sur ce coefficient :

a) perméabilité des tôles;

b) section du circuit magnétique;

c) nombre de spires du circuit primaire.

Supposons que la condition *a*) soit fixée. Si nous admettons une induction maximum donnée nous pourrons réaliser cette condition soit en mettant *beaucoup de tôles* ou en mettant *beaucoup de cuivre* (c'est-à-dire beaucoup de spires au primaire). Une règle simple permet d'établir que les meilleures conditions sont également éloignées des extrêmes. Le rendement optimum est réalisé lorsque les pertes dans le cuivre (pertes ohmiques, par effet Joule) sont égales aux pertes dans le fer (courants de Foucault, Hystérésis).

Remarquons que, pour une section donnée du circuit magnétique, *on diminue l'induction maximum dans les tôles en augmentant le nombre de spires primaires.* Si, en effet, le champ magnétisant augmente proportionnellement au nombre de spires, le coefficient de self-induction augmente, lui, proportionnellement *au carré* du nombre de spires. Or, le courant à vide est inversement proportionnel au coefficient L. En définitive, quand on double le nombre de spires on divise par deux l'induction maximum. Il en est de même, lorsqu'on double la section.

188. — Courant à vide et fréquence. — D'après tout cela, on conçoit que le courant à vide, qui détermine l'induction maximum, soit inversement proportionnel à la fréquence. En d'autres termes si l'induction maximum pour un transformateur donné est de 12 000 Gauss à la fréquence 25 Hz ; elle sera de 6 000 gauss seulement à la fréquence 50 Hz. Cela nous permet de comprendre pourquoi un transformateur économiquement calculé pour 50 hertz ne convient pas, en général, pour 25 hertz. L'induction étant deux fois plus élevée peut fort bien correspondre à la saturation.

Par contre, un transformateur établi pour fonctionner à la fréquence 25 hertz, convient, *a fortiori*, pour fonctionner à la fréquence 50 Hz.

Cela nous indique aussi pourquoi un transformateur prévu pour 25 hertz est beaucoup plus encombrant qu'un transformateur de même puissance établi pour la fréquence 50 hertz. Pour conserver la même induction, il faut, soit doubler la section du circuit magnétique, soit doubler le nombre de spires du primaire. Mais cette dernière solution entraîne forcément la nécessité de doubler aussi l'enroulement secondaire, pour conserver le même rapport de transformation. Pour des raisons pratiques, on est amené à agir simultanément sur les deux constantes.

Dans la construction industrielle normale, on est amené à choisir une induction maximum comprise entre 5 000 et 12 000 Gauss. Le chiffre de 9 000 est une excellente moyenne. Bien souvent, les transformateurs d'alimentation utilisés dans les récepteurs de T. S. F. sont, pour des raisons d'économie de construction, calculés avec une induction maximum supérieure à 12 000 Gauss. Ces transformateurs ont alors un courant à vide relativement intense, sont le siège d'un échauffement exagéré; leur rendement est assez faible et les fuites magnétiques sont relativement grandes.

189. — Transformateurs à plusieurs secondaires. Isolement des enroulements. Intensité. — Un transformateur peut posséder autant de secondaires qu'on le veut. Les intensités primaires correspondantes se composent exactement comme s'il s'agissait de circuits branchés en parallèle absorbant la puissance correspondante.

Le montage peut être tel (c'est le cas en radio) que des tensions élevées existent aussi bien entre le primaire et les secondaires, qu'entre les secondaires eux-mêmes. Des précautions d'isolement spéciales doivent être prises.

Certains transformateurs industriels sont immergés dans des bacs remplis d'une huile isolante.

Non seulement les enroulements doivent être isolés entre eux mais les diverses parties d'un enroulement peuvent présenter des différences de potentiel importantes.

Il faut donc prendre soin de prévoir un isolement suffisant entre les spires et entre les différentes couches de spires.

On pourra, par exemple, interposer une feuille de papier isolant entre les couches de spires. L'emploi du fil émaillé est intéressant parce que l'isolant est peu encombrant; par contre, il offre certains dangers car un fil émaillé sans aucun défaut est bien rare.

Remarquons qu'une seule spire en court-circuit suffit pour rendre le transformateur inutilisable. Il est évident, en effet, que cet accident

constitue un enroulement fermé sur lui-même, siège d'un courant intense. La puissance développée par la force électromotrice apparaît sous forme de chaleur et le mal gagne de proche en proche. Le transformateur est grillé. L'accident a les mêmes conséquences, qu'il advienne au primaire ou à un des enroulements secondaires.

190. — Section des conducteurs. — Un transformateur présente une résistance interne qui est la résistance des enroulements. Pour l'intensité normale, la tension aux bornes sera d'autant plus différente de la force électromotrice que la résistance de l'enroulement correspondant sera plus grande. La section des conducteurs devra donc être déterminée pour que la chute de tension, correspondant à la loi d'Ohm, reste dans des limites admissibles. Il y a donc intérêt à prévoir largement les sections et cela, d'autant plus que la puissance perdue par effet Joule dans la résistance des conducteurs apparaît au sein même des enroulements. Aucune ventilation n'est possible et l'échauffement peut être considérable.

191. — Facteurs agissant sur le rendement. — Nous avons défini le rendement comme le rapport entre la puissance utile et la puissance empruntée au réseau.

La puissance utile est évidemment égale à la puissance prise au réseau diminuée de la puissance perdue dans le transformateur.

De quelle nature sont donc les pertes?

Nous pouvons faire l'énumération suivante :

a) *Pertes par courant magnétisant.*

b) *Pertes dans le cuivre* (Effet Joule).

1) Pertes dans le primaire.

2) Pertes dans le ou les enroulements secondaires.

c) *Pertes dans le circuit magnétique.*

1) Pertes par courants de Foucault.

2) Pertes par Hystérésis.

Cette simple liste permet de se rendre compte dans quel sens il convient d'agir pour améliorer le rendement d'un transformateur.

192. — Utilisations des transformateurs statiques. — Les utilisations des transformateurs statiques sont extrêmement nombreuses. Nous ne citerons que les plus importantes.

1° *Transport d'énergie électrique.* — A un endroit donné nous disposons d'une certaine énergie qu'il s'agit de transporter à l'endroit où elle doit

être utilisée, c'est-à-dire, parfois, à plusieurs centaines de kilomètres. L'énergie est représentée pratiquement par une chute d'eau, par exemple. On commencera par la transformer en énergie électrique.

Mais sous quelle forme? Les machines dont nous parlerons plus loin fournissent directement des tensions de quelques centaines de volts. On en déduit facilement l'intensité puisqu'on connaît la puissance. Supposons qu'il s'agisse de transporter seulement 10 000 kilowatts (ce qui est modeste). En admettant que le facteur de puissance, cos φ soit égal à 0,8 (ce qui correspond à des données usuelles), on aura, pour une tension de 500 volts :

$$10\,000\,000 = 500 \times x \times 0{,}8$$

$$\text{d'où } x = \frac{10\,000\,000}{500 \times 0{,}8} = 25\,000 \text{ ampères.}$$

Pour que les pertes ohmiques (effet Joule) ne soient pas trop élevées, il faudra prévoir un conducteur d'une section de 12 000 mm²; soit, par exemple, une barre rectangulaire de 120 × 100 mm. ou 12 cm. sur 10 cm.

La chose est donc, sous cette forme, absolument irréalisable. Mais, nous pourrons, à l'aide d'un transformateur élévateur, obtenir la même puissance sous une tension de 250 000 volts. L'intensité correspondante sera de :

$$y = \frac{10\,000\,000}{250\,000 \times 0{,}8} \text{ ou } 50 \text{ ampères.}$$

Un conducteur de 20 mm² suffira, c'est-à-dire d'un diamètre de 5 mm environ, ce qui est parfaitement et économiquement réalisable.

Pratiquement, l'énergie sera transportée sous la forme triphasée et, à l'arrivée, sera convertie, par un transformateur abaisseur, à la tension d'utilisation qui pourra, par exemple, être de quelques centaines de volts.

193. — Quelques autres utilisations. — D'une manière générale, on emploiera les transformateurs chaque fois que la tension disponible du réseau sera différente de la tension dont on a besoin. On peut ainsi, facilement, alimenter — en partant d'une tension unique — des séries d'appareils à haute ou basse tension.

Un exemple bien net est celui des récepteurs de radio que nous étudierons en détail dans la suite de cet ouvrage.

Enfin, en radio, on utilise des transformateurs d'un type spécial, quand il s'agit de transmettre des tensions téléphoniques de circuit à circuit. Nous aurons ainsi l'occasion de revenir sur ce point.

194. — Auto-transformateurs. — Dans un transformateur normal, primaire et secondaire sont électriquement isolés. Les électrons qui oscillent dans le primaire n'agissent sur les électrons secondaires que par l'intermédiaire du champ magnétique.

Au contraire, dans les auto-transformateurs, les enroulements primaires et secondaires ont des portions communes. Ils correspondent au croquis de la figure 120. Leur mode de fonctionnement n'est pas différent de celui des transformateurs. Ils ne sont guère employés que dans des

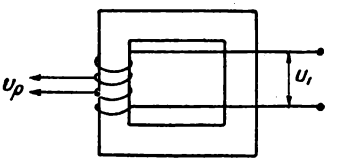


Fig. 120.

cas spéciaux. Ils sont d'une construction légèrement plus économique et leur rendement est un peu meilleur.

La tension disponible aux bornes du primaire s'ajoute à celle qui est développée aux bornes du secondaire. Cette combinaison est possible parce que la tension primaire et la tension secondaire sont en phase.

195. — Production du courant alternatif. — *Alternateur élémentaire.* — Nous avons reconnu plus haut, qu'un simple cadre, tournant à vitesse constante dans un champ magnétique uniforme, constitue un alternateur élémentaire.

La réalisation industrielle de l'alternateur ne diffère pas, en principe, de ce schéma très simple.

On pourrait montrer facilement qu'un enroulement de l'induit d'une dynamo tournant à une vitesse constante est le siège d'une tension alternative. Il suffit donc de relier les deux extrémités de l'induit à deux bagues sur lesquelles viennent s'appuyer deux frotteurs pour constituer un alternateur. Toutefois, il faut créer le champ magnétique uniforme ou champ excitateur. Avec une dynamo, c'est extrêmement simple, puisque la machine elle-même produit du courant continu.

Le courant d'excitation est, en pratique, fourni par une petite machine auxiliaire appelée : excitatrice, généralement montée en *bout d'arbre.* Dans les grandes centrales, quelques excitatrices plus puissantes distribuent le courant d'excitation à tous les alternateurs.

196. — Fréquence du courant. — Ce que nous avons appris nous permet de prévoir la relation très simple qui doit exister entre la *fréquence* de la force électromotrice alternative et la *vitesse angulaire* de l'induit. S'il s'agit d'une machine bipolaire (ce qui correspond au cadre déjà étudié) il y aura une période par tour. Ainsi, si nous voulons obtenir du courant à 50 hertz, il faudra que la machine fasse 50 tours par seconde, soit 3 000 tours à la minute.

On pourra juger cette vitesse exagérée. Il est facile de la réduire en augmentant le nombre de pôles. Avec une machine tétrapolaire, la vitesse correspondante sera réduite de moitié.

197. — Tension fournie. — La tension instantanée fournie par l'enroulement est, nous l'avons déjà mentionné, égale à :

$$e = \frac{\omega\mu \text{ HS}}{10^8} \sin \omega t$$

dans le cas d'un cadre tournant. Cette même formule est ici applicable.

La tension maximum est évidemment :

$$E_{max} = \frac{\omega\mu \text{ HS}}{10^8}$$

la valeur maximum de sin ωt étant obligatoirement 1.

E_{max} est exprimé en volt si μH est en gauss, S en cm^2 :

$$\omega = 2\pi F \text{ périodes-seconde.}$$

La tension fournie est donc :

a) *proportionnelle à la vitesse angulaire*, c'est-à-dire au nombre de tours pendant l'unité de temps;

b) *au champ magnétique*, c'est-à-dire, en somme, qu'elle dépend de l'intensité d'excitation.

La vitesse angulaire étant fixée obligatoirement par la condition d'obtenir une fréquence déterminée, on obtient la tension voulue en agissant sur l'intensité de l'excitation.

198. — Alternateurs polyphasés. — La définition même que nous avons donnée des tensions polyphasées (p. 170) nous permet de comprendre qu'il est très facile de constituer des alternateurs polyphasés. Il suffit, sur le même induit, de prévoir des enroulements identiques, décalés de l'angle convenable. Ces enroulements peuvent correspondre à des bagues différentes de l'induit ou être directement branchés en « étoile » ou en « triangle ».

199. — Couplages des alternateurs. — On comprendra sans peine qu'il soit nécessaire de prendre certaines précautions quand il s'agit de *coupler* des alternateurs, c'est-à-dire de les brancher en parallèle pour les faire débiter ensemble dans la même ligne ou dans les mêmes circuits d'utilisation. Il faut, qu'à tout moment, la tension fournie par chaque machine soit *égale* à celle des autres machines, et qu'elle soit *en phase*.

On dit en termes exacts que la machine doit être amenée au *synchronisme*.

Pratiquement, on branche entre l'alternateur et la ligne un appareil spécial nommé *synchronoscope*, qui indique à tout moment si la fréquence de l'alternateur est inférieure, égale ou supérieure à celle du réseau. Après avoir vérifié l'égalité des tensions, on peut alors *coupler* l'alternateur. Après quoi, on lui fait débiter l'intensité voulue en agissant sur l'intensité du courant d'excitation : en d'autres termes on le *charge*.

On peut aussi remplacer le synchronoscope par une simple lampe dite de *synchronisation*.

Dès que le couplage est correctement effectué il naît, entre la machine et le réseau, des réactions qui tendent à maintenir ce synchronisme, ce qui est, évidemment, fort heureux, sinon une attention de tous les instants serait nécessaire. Pratiquement, ce synchronisme se maintient d'une manière absolument automatique dans de très larges limites.

200. — Moteurs à courants alternatifs. — L'étude complète des moteurs à courants alternatifs exigerait des développements dépassant singulièrement le cadre de cet ouvrage. Nous nous bornerons donc à un examen sommaire et nous prierons nos lecteurs de se reporter aux ouvrages spéciaux.

201. — 1° Moteurs synchrones. — On peut montrer qu'un alternateur constitue, tout comme une dynamo, un organe réversible. Toutefois, il est nécessaire que le moteur ainsi constitué soit amené au *synchronisme* c'est-à-dire à la vitesse exacte qu'il aurait s'il était utilisé comme alternateur fournissant du courant au réseau. Le lancement du moteur synchrone s'opère par différents moyens dont le plus simple est évidemment l'emploi d'un moteur auxiliaire. On contrôle que la condition de synchronisme est bien réalisée au moyen d'un *synchronoscope*. Au voisinage de la vitesse de synchronisme le couple devient alternativement positif et négatif avec une fréquence égale à la différence des fréquences entre le courant de la source et celle qui correspond au régime du moteur. C'est un phénomène de *battements* comme nous en retrouverons d'autres

plus loin. Il faut « accrocher » le moteur dans une période où le couple est positif.

Dans ces conditions, le moteur peut fournir un *couple*. Sa vitesse, nous le répétons, *est rigoureusement invariable*. Si elle vient à diminuer hors de certaines limites *extrêmement réduites*, le couple moteur s'annule brusquement. On dit que le moteur se « décroche ». Il cesse, en même temps, de fournir une force contre-électromotrice et, en conséquence, peut être traversé par un courant très intense qui peut même le mettre en grand danger.

En même temps qu'elle agit sur le couple-moteur, l'intensité d'excitation agit sur le déphasage. Une excitation trop faible produit un déphasage en arrière de l'intensité de courant par rapport à la tension, une excitation correcte ne produit aucun déphasage; une excitation exagérée produit un déphasage en avant.

Ainsi donc, suivant la grandeur de l'excitation, un moteur synchrone se comportera comme une bobine de self-induction, comme une résistance, ou comme un condensateur.

On peut, par conséquent, corriger dans une certaine mesure un facteur de puissance défectueux.

202. — Moteur universel à collecteur (moteur série). — Lorsque nous avons étudié la dynamo, comme moteur, nous avons reconnu que le sens de rotation était indépendant du sens de branchement. Le courant s'inverse en effet, simultanément, dans l'induit et dans l'inducteur, aussi le sens de rotation demeure-t-il invariable.

A priori, il semble bien qu'une telle machine doit pouvoir fonctionner sur courant alternatif. En effet, il en est bien ainsi. Toutefois, deux remarques importantes doivent être faites :

1° Il faut que les inducteurs, comme l'induit soient feuilletés pour éviter des pertes intenses par courants de Foucault.

2° Les inducteurs présentent un coefficient de self-induction considérable (en particulier, quand il s'agit d'inducteurs shunt). Pour cette raison on utilisera des inducteurs série.

Un moteur, ainsi construit, est dit *universel* parce qu'il peut aussi bien fonctionner sur un réseau alternatif que sur un réseau continu.

203. — Moteur à répulsion. — Le moteur à répulsion est, en principe, constitué comme le précédent. Toutefois, les balais de l'enroulement induit sont mis en court-circuit. On peut montrer que, dans ces conditions, des courants sont induits dans le rotor et entraînent celui-ci.

La théorie complète du système permet d'établir qu'en modifiant le calage des balais, on peut obtenir des vitesses variables et même le renversement de marche.

204. — Moteurs asynchrones ou à champ tournant. — Les moteurs asynchrones sont très répandus. Nous n'en donnerons ici qu'une théorie très élémentaire.

Imaginons deux groupes d'inducteurs, placés à angle droit comme AB et CD (fig. 121). Le premier groupe produit un champ magnétique dans la direction x; l'autre dans la direction y. En un point placé dans la zone

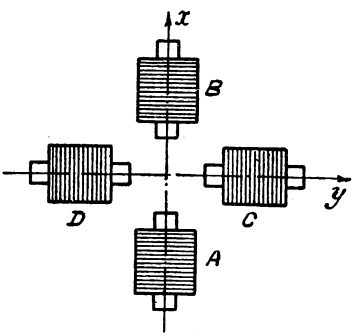


Fig. 121.

centrale, il existe un champ magnétique résultant qui est obtenu en composant les deux champs magnétiques élémentaires.

Si, par exemple (fig. 122), l'un des champs est OL et l'autre OM, le champ résultant sera ON.

Alimentons les deux groupes par des tensions alternatives diphasées, c'est-à-dire décalées de $\frac{\pi}{2}$.

Nous pouvons écrire que les deux champs sont donnés par les relations :

$$f_1 = F \sin \omega t$$

$$f_2 = F \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \text{ ou } - F \cos \omega t$$

puisque $\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = - \cos \omega t$

F étant la valeur maximum du champ magnétique.

D'autre part, la relation de Pythagore donne dans la figure 122 :

$$R^2 = f_1^2 + f_2^2$$

ou, en remplaçant :

$$R^2 = F^2 (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t).$$

Une relation trigonométrique facile à établir donne :

$$\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1.$$

Donc

$$R^2 = F^2$$

ou

$$R = F.$$

Nous en déduisons qu'en un point de l'espace considéré, le champ magnétique résultant a une grandeur constante égale à la valeur maximum des deux champs considérés. Il reste à déterminer quelle est sa direction.

Cherchons à définir comment varie l'angle α (fig. 122) en fonction du temps.

Par définition :

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha &= \frac{LN}{LO} \\ &= \frac{f_1}{f_2} \\ &= -\frac{F \sin \omega t}{F \cos \omega t} \\ &= -\frac{\sin \omega t}{\cos \omega t}. \end{aligned}$$

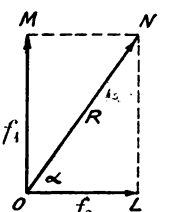


Fig. 122.

Une relation trigonométrique élémentaire nous donne :

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\sin \beta}{\cos \beta}$$

d'où

$$\operatorname{tg} \alpha = -\operatorname{tg} \omega t$$

et, enfin :

$$\alpha = \pi - \omega t.$$

Ce qui, en termes explicites, signifie que *le champ constant tourne autour du point O, à une vitesse angulaire* ω, c'est-à-dire qu'il effectue un tour complet pendant la durée d'une période ou, enfin, qu'il tourne à raison de 50 tours par seconde, s'il s'agit de courant à 50 périodes par seconde (50 Hz).

La même démonstration peut être faite en partant de tensions triphasées. Cette fois les trois bobines seront, naturellement, décalées de $\frac{2\pi}{3}$ (soit 120°).

Si l'on place dans le champ tournant un enroulement simplement

mis en court-circuit sur lui-même (sans bagues ni collecteur) des courants induits y prendront naissance et la réaction entre les champs magnétiques se traduira par un couple de forces appliqué à l'induit. En d'autres termes, il se mettra à tourner. On peut même remplacer l'induit bobiné par une simple cage de barres de cuivre (induit en cage d'écureuil) (voir figures 123 et 124). On constitue ainsi des moteurs synchrones dont la construction est particulièrement simple. Ces moteurs n'ayant aucun collecteur ni aucun contact glissant ont le grand avantage de ne produire aucun parasite dans les radio-récepteurs.

205. — Couple des moteurs asynchrones. — Il est aisé de comprendre qu'un moteur asynchrone ne doit pas tourner exactement à la vitesse de synchronisme. En effet, s'il en était ainsi, l'induit tournerait exactement en synchronisme avec le champ et, par conséquent, *ne couperait aucune ligne de force. Il n'y aurait pas de courant induit et par suite, pas de couple moteur.*

En conséquence, le *rotor* présente un certain *glissement* par rapport

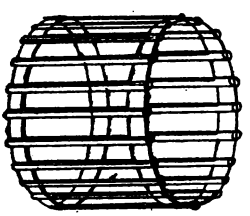


Fig. 123.

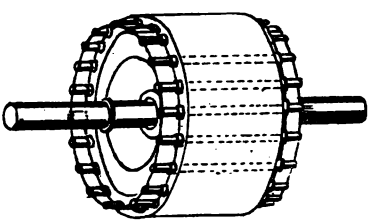


Fig. 124.

à la vitesse de synchronisme. On peut montrer que le couple moteur augmente avec le glissement jusqu'à un certain maximum au-delà duquel il décroît. Il en résulte que le couple de démarrage n'est pas très important.

On augmente le couple de démarrage en introduisant des résistances en série avec l'induit. C'est pour cette raison que les moteurs d'une certaine puissance sont prévus avec des bagues correspondant aux sections de l'induit. Au départ, on introduit un rhéostat de démarrage et lorsque le rotor a atteint sa vitesse, un dispositif spécial permet de mettre les bagues en court-circuit. Certains moteurs sont munis de dispositifs de mise en marche automatiques.

D'après ce qui précède, on comprend qu'il ne peut exister de vrai moteur à champ tournant en dehors des réseaux polyphasés. Cependant, on peut

créer artificiellement un décalage du champ dans une bobine. Toutefois, si un enroulement induit fermé est placé dans un champ alternatif, on peut montrer qu'il subira un couple moteur à condition de le lancer à une certaine vitesse. On obtient ce résultat aux moyens d'artifices spéciaux, en décalant, par exemple, le courant dans une bobine auxiliaire au moyen d'une bobine ou d'un condensateur. On obtient ainsi des pseudo-moteurs asynchrones utilisables sur du monophasé. Leur rendement est généralement mauvais et ils ne sont utilisés que pour de faibles puissances.

APPENDICE DU CHAPITRE XIV

I. — Principe de calcul des transformateurs.

En pratique on se sert de données empiriques qui dépendent des dimensions et de qualités de la tôle utilisée.

On commencera par déterminer la puissance totale du transformateur en additionnant les puissances correspondant aux différents secondaires. Il s'agit, par exemple, de calculer les éléments du transformateur suivant :

Primaire : 110-130-220-250 V

Secondaires : 6,3 V 1 A ; 6,3 V 2 A ; 2 × 350 V 0,05 A

La puissance est la somme des puissances correspondant aux différents secondaires

$$6{,}3 + 12{,}6 + 35 \text{ ou } 55 \text{ watts environ.}$$

La connaissance de cette puissance nous permettra de choisir, par expérience, la carcasse et le circuit magnétique convenables.

Pour déterminer la section du circuit magnétique, on partira de la règle suivante, qui est facile à retenir par cœur :

Pour une section utile de 1 dm^2, *en tôles de qualité courante, l'induction étant de* 10 000 *gauss, la fréquence de* 50 *périodes par seconde, on trouve une tension de* 2,2 *volts par spire.*

D'après ce qui précède, on sait que la tension par spire est proportionnelle :

a) à la *section*,
b) à l'*induction*,
c) à la *fréquence*.

Si dans les mêmes conditions la section était de 0,25 dm^2, on trouverait aux bornes d'une spire une tension de 2,2 v. × 0,25 ou 0,55 v. Si l'induction était de 12 000 gauss, la tension dans ces dernières conditions serait de :

$$\frac{0{,}55 \times 12\,000}{10\,000} = 0{,}66 \text{ volts, etc...}$$

Cette règle extrêmement simple nous permet donc, étant donnée une valeur de l'induction, une fréquence et une section utile des tôles, de déterminer le nombre de spires des enroulements (aussi bien primaires que secondaires).

Inversement, si nous connaissons le nombre de spires, la section du circuit magnétique, la fréquence et la tension, nous pouvons en déduire la valeur de l'induction.

Il importe de souligner que les tôles sont généralement isolées les unes des autres, soit par une couche de vernis, soit par une feuille de papier. La formule est applicable à la *section utile* qui peut notoirement différer de la section brute, non seulement à cause des isolants dont il vient d'être question mais encore parce que les tôles ne sont pas rigoureusement appliquées les unes sur les autres.

Nous pourrons alors déterminer le nombre de spires de chaque enroulement, en tenant compte d'une chute de tension comprise entre 2 et 10 %, suivant la densité de courant qui sert à déterminer la section des conducteurs.

En pratique, cette densité doit être comprise entre 2 et 3 ampères par millimètre carré de section. Si nous voulons calculer largement notre transformateur nous choisirons une densité de 2 ampères.

L'intensité de courant primaire sera facilement calculée à partir de la puissance totale en tenant compte d'un facteur de puissance de 1 ce qui est à peu près exact pour les transformateurs utilisés en radio.

Dans l'exemple choisi, l'intensité primaire serait sous 110 V de :

$$\frac{110}{55} = 0{,}5 \text{ A}$$

sous 220 V de 0,25 A.

La moitié de l'enroulement primaire sera bobinée en fil d'une section de :

$$\frac{0{,}5}{2} \text{ ou } 0{,}25 \text{ mm}^2$$

et l'autre partie en :

$$\frac{0{,}25}{2} \text{ ou } 0{,}125 \text{ mm}^2.$$

On prendra donc pour la première partie du fil de 55/100 (ou de 50/100) et pour la seconde du fil de 40/100.

On calculera de la même manière tous les enroulements.

Le courant à vide aura une intensité d'autant plus réduite qu'on aura calculé le transformateur avec une induction plus faible. Par contre, il sera, aussi, d'autant plus lourd et encombrant.

II. — Petits moteurs synchrones. Horloges synchrones. Phonographes.

Dans l'étude des alternateurs, nous avons supposé que l'inducteur était fixe et que l'induit ou rotor tournait. Il est évident que seul le mouvement relatif intervient et que les mêmes résultats sont obtenus en changeant la position relative des enroulements. Les bobines induites sont fixes et l'inducteur tourne.

En partant de ce principe (d'ailleurs appliqué industriellement dans de grosses unités) on peut réaliser de petits moteurs synchrones très simples, constitués par un aimant qui tourne devant des pièces polaires excitées par le courant alternatif (fig. 125). Un tel moteur, s'il n'avait que deux pôles, tournerait à une vitesse de 3 000 tours par minute sur un secteur à 50 p:s. Mais on peut augmenter le nombre de pôles et réduire la vitesse à un sous-multiple quelconque de 3.000.

Un petit moteur de cette sorte doit, naturellement, être lancé, après quoi, lorsqu'il est *accroché* il tourne rigoureusement à la vitesse du synchronisme.

Cette parfaite régularité est mise à profit pour la réalisation *des horloges synchrones*. Si la fréquence du secteur est rigoureusement constante, on peut utiliser le petit moteur comme mouvement d'horlogerie et lui faire entraîner des aiguilles qui se déplacent devant un cadran.

A Paris, et dans de très nombreux secteurs, la fréquence est contrôlée par l'obser-

vatoire. Les pendules ainsi entraînées donnent une heure rigoureusement exacte. Elles ont l'inconvénient de s'arrêter et de ne pas repartir d'elles-mêmes en cas de panne, même très courte, du secteur. Certaines sont munies d'un dispositif automatique de mise en route, mais le mécanisme est alors beaucoup plus compliqué. Il ne faut pas

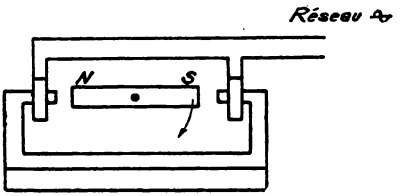


Fig. 125.

confondre ces pendules avec des pendules à remontage automatique. Il s'agit alors d'un mouvement d'horlogerie remonté par un petit moteur asynchrone.

Ces pendules ne peuvent avoir que la précision de leur mouvement d'horlogerie. Par contre, elles ont une réserve de marche de plusieurs heures, en cas d'arrêt du secteur.

On peut aussi utiliser un tel moteur pour entraîner le plateau d'un phonographe. La vitesse est rigoureusement constante ce qui est, à la fois, un inconvénient et un avantage.

CHAPITRE XV

Redressement des courants alternatifs.

206. — Définition. Redressement et filtrage. — La valeur moyenne d'une tension alternative est nulle. *On dira que cette tension est redressée si, par un procédé quelconque, on la transforme de telle sorte que la tension moyenne ne soit plus nulle.* Cette définition a l'avantage d'être générale. C'est faire erreur que de définir le redressement comme une opération qui consiste à transformer une tension alternative en tension continue. Pour de nombreuses applications, il importe assez peu que la tension soit continue; il suffit que la valeur moyenne ne soit pas nulle. Ce sera le cas, par exemple, s'il s'agit de charger une batterie d'accumulateurs en partant d'une distribution de courant alternatif.

On peut montrer d'ailleurs que la première définition renferme la seconde. On peut, en effet, considérer une tension qui a valeur moyenne

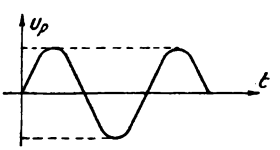


Fig. 126.

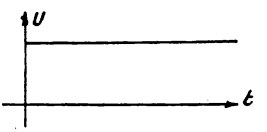


Fig. 127.

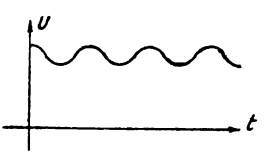


Fig. 128.

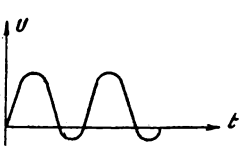


Fig. 129.

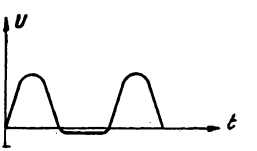


Fig. 130.

non nulle comme la superposition d'une tension continue égale à cette valeur moyenne et d'une tension alternative.

Un coup d'œil sur les figures 126, 127, 128, 129, permet de saisir la différence entre :

1° courant alternatif (fig. 126);

2° un courant continu (fig. 127);

3° des courants à valeurs moyennes non nulles (fig. 128, fig. 129 et fig. 130).

Pour certains emplois, il est indispensable de disposer de tensions rigoureusement continues (fig. 127). Il faut donc éliminer la partie variable qui correspond à la composante alternative pour ne garder que la composante *continue*, égale à la valeur moyenne. Cette opération, distincte du redressement, s'appelle le *filtrage* et s'opère à l'aide de *filtres électriques*.

Groupe convertisseur. — Une solution immédiate, mais sans élégance, sera l'emploi d'un moteur alternatif quelconque entraînant une génératrice à courant continu. Le résultat cherché est naturellement atteint, mais le rendement est mauvais. Cela se conçoit sans peine : les deux machines présentent non seulement des pertes électriques, mais encore des pertes mécaniques.

207. — Commutatrice. La dynamo à courant continu, considérée comme alternateur. — Les *sections* ou bobines induites d'une dynamo à courant continu sont, en réalité, parcourues par du courant alternatif. Ce sont, en effet, des cadres qui tournent à vitesse constante dans un champ magnétique uniforme. Il est aisé de reconnaître que les tensions alternatives dans les différentes sections ou bobines sont des tensions polyphasées, *le décalage étant, précisément, l'angle que font deux bobines successives.*

Si nous figurons les tensions développées dans chacune des sections, par rapport au temps, nous obtiendrons le diagramme de la figure 131. *Le rôle du collecteur est, précisément, de sélectionner les crêtes de tensions comme a b c d.*

On reconnaît, de la sorte, que la tension fournie par une dynamo n'est pas parfaitement continue. Dans cette hypothèse, le diagramme correspondrait à une ligne rigoureusement horizontale. (Tel serait le cas pour une batterie d'accumulateurs.) En réalité, la tension fournie est *ondulée* (fig. 128).

Cette manière de comprendre le fonctionnement montre que cette ondulation sera plus réduite, et que nous nous rapprocherons davantage du courant continu parfait, si nous augmentons le nombre des sections et, par conséquent, celui des lames du collecteur.

Les enroulements d'un *moteur synchrone* sont, eux aussi, parcourus par du courant alternatif.

Nous pouvons munir la machine de lignes de balais et d'un collecteur dont chaque paire de lames correspond à une section. Nous aurons réalisé de la sorte un convertisseur de courants d'alternatif en courant continu qui est *une commutatrice.* On comprendra facilement, d'après cela, qu'il

existe un rapport constant entre la tension alternative et la tension continue.

Il va sans dire que la commutatrice doit être amenée à la vitesse voulue, puisqu'elle fonctionne comme un moteur synchrone. L'excitation des inducteurs peut être fournie par la machine elle-même (côté courant continu).

La commutatrice permet d'obtenir un bon rendement. En pratique elle n'est utilisée que pour de fortes puissances et tend, d'ailleurs, à être remplacée par des convertisseurs statiques dont il sera question plus loin.

Nous verrons également, par la suite, que la commutatrice constitue

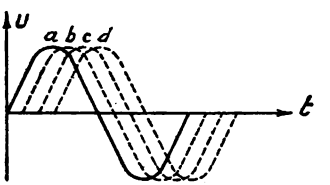


Fig. 131.

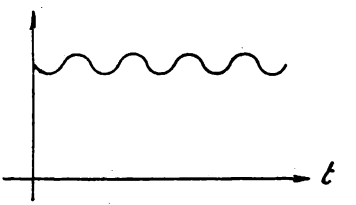


Fig. 132.

une machine réversible. Elle fournit de l'alternatif si on l'alimente en courant continu.

Lorsqu'on veut obtenir des tensions différentes des tensions données obligatoirement par les rapports dont il a été question plus haut, on peut prévoir deux enroulements séparés pour le courant continu et pour le courant alternatif. Le rendement se trouve alors légèrement réduit.

208. — Les redresseurs mécaniques. — Nous venons de montrer qu'il est possible de considérer une génératrice comme un alternateur auquel est adjoint un commutateur chargé de *collecter* (d'où son nom) la partie utile des tensions développées dans les enroulements.

Puisque nous disposons de courant alternatif, peut-être pourrons-nous obtenir un courant continu à l'aide d'un simple commutateur?

Traçons (fig. 133) le diagramme représentant une tension alternative. Pour obtenir une tension toujours dirigée dans le même sens, il suffit d'établir le courant pendant l'alternance *a b c;* de le couper pendant *c d e;* de l'établir de nouveau pour l'alternance *e f g*, etc...

Théoriquement, cela peut s'obtenir par le dispositif de principe de la figure 134. Les deux circuits : alternatif et continu sont séparés par un simple interrupteur I. Seulement, il s'agira de manœuvrer I avec une

dextérité extraordinaire... S'il s'agit de tension à 50 hertz, il faudra ouvrir et fermer le contact cinquante fois par seconde. La moindre erreur

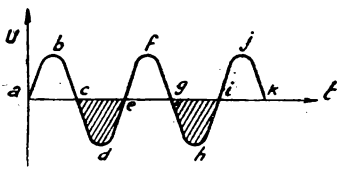


Fig. 133.

risquera de paralyser tout le système. En d'autres termes, il faudra réaliser *le synchronisme.*

Cette condition étant remplie, le système fonctionnera parfaitement.

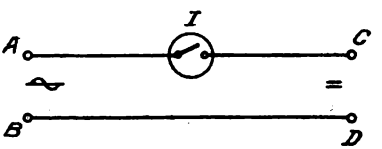


Fig. 134.

On remarque, en effet, qu'*en coupant le circuit au moment correspondant au point* c, *la tension de coupure est nulle, il n'y a donc pas d'étincelle de rupture. De même, en refermant le circuit au moment* e, *les deux plots de l'interrupteur ne présentent aucune différence de potentiel.*

209. — Schémas d'utilisation des redresseurs. — Supposons que nous ayons réalisé le commutateur de la figure 134. Cet élément redresseur peut être une véritable coupure mécanique, commandée par un moyen quelconque, en synchronisme avec le courant alternatif, ou, encore, *un organe réalisé de telle sorte qu'il ne laisse passer les électrons que dans un seul sens.* En d'autres termes, ce sera *une soupape;* organe auquel correspondrait en hydraulique une *valve* ou un *clapet.* Nous verrons, par la suite, comment on peut réaliser pratiquement de tels éléments en électricité. Mais, pour l'instant, nous supposons le problème résolu.

210. — Redressement d'une alternance. — Le schéma d'utilisation de la figure 134 nous conduit à obtenir des impulsions successives de courant ou de tension, comme celles que nous avons indiquées figure 135. Chaque alternance est séparée de l'impulsion suivante par un temps

égal à sa durée. En somme, le circuit est coupé pendant la moitié du temps.

Ce système peut offrir des inconvénients pour certaines applications.

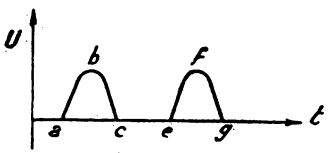


Fig. 135.

C'est pourquoi on préfère généralement utiliser des schémas correspondant à l'utilisation des deux alternances.

211. — Redressement des deux alternances. — On arrivera à ce résultat avec le schéma de principe de la figure 136. On utilise non plus un simple interrupteur mais un véritable inverseur de courant. Quand A est positif, l'inverseur est dans la position 1; il est dans la position 2 quand A est négatif. Par cet artifice, les bornes C et D conservent toujours la même polarité relative.

Dans ces conditions, la forme de la tension redressée est indiquée

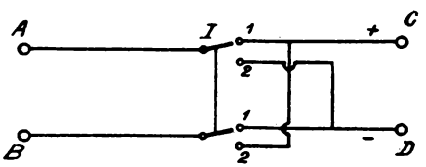


Fig. 136.

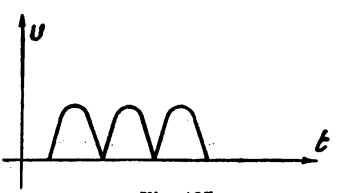


Fig. 137.

sur la figure 137. Le courant circule sans interruptions durables : les impulsions se suivent régulièrement les unes après les autres.

Le schéma figure 136 suppose l'emploi d'un inverseur. Comment peut-on réaliser le schéma correspondant en partant de *soupapes* ou de *valves?*

On utilisera un montage en *Pont* ou *montage symétrique,* qui exige l'utilisation de quatre soupapes.

Le schéma est indiqué sur la figure 138. Il est facile d'observer que cet ensemble est équivalent au système de la figure 136.

En effet, quand le sens du courant alternatif est tel que A soit positif, la circulation s'effectue suivant le trajet A-1-D, C-4-B. Les deux soupapes

1 et 4 sont traversées dans le sens correct, alors que les soupapes 2 et 3 s'opposent au passage du courant.

Quand, au contraire, A est négatif. le courant s'établit suivant A-3-C, D-2-B et le sens correct est encore respecté.

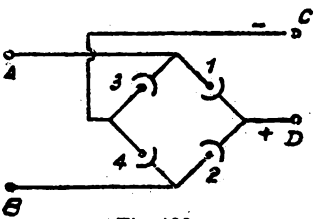


Fig. 138.

212. — Utilisation d'un transformateur à prise médiane. — Ce système offre l'inconvénient d'utiliser quatre soupapes. Le système schématisé (fig. 139) part d'un principe différent.

On emploie un transformateur dont l'enroulement secondaire comporte un *point milieu* ou *prise médiane*. Entre ce point et les deux extrémités

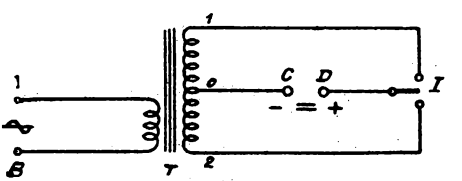


Fig. 139.

du secondaire, existeront à tout moment des tensions égales, mais de signe contraire.

De même, si nous divisions en deux parties une batterie de tension U, nous trouverions entre le point milieu et chacune des extrémités une tension $-\frac{U}{2}$ et $+\frac{U}{2}$ (fig. 140).

Avec le transformateur, il y a toutefois cette différence que la tension est continuellement variable et que chacune des extrémités de l'enroulement est alternativement positive et négative.

On peut donc considérer que, par rapport à O, l'extrémité I décrit une alternance positive quand 2 décrit une alternance négative et inversement.

Dès lors, on comprend le fonctionnement du schéma (fig. 139). Quand 1 devient positif l'interrupteur est branché vers le haut, mais pendant

l'alternance suivante, il est branché vers le bas. De la sorte, la borne D est toujours positive.

Cependant, une remarque importante s'impose. La tension maximum,

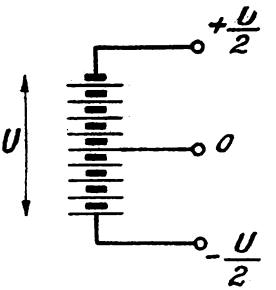


Fig. 140.

développée entre C et D, est égale à la tension maximum qui existe entre D et 1. *Ce n'est donc que la moitié de la tension totale développée entre les extrémités du secondaire.*

Par contre, chaque demi-secondaire ne fournit que la moitié de l'intensité efficace correspondant au courant total redressé. Le schéma correspondant à l'utilisation de valves est donné figure 141.

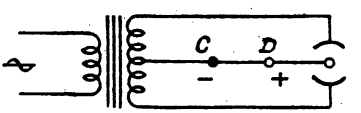


Fig. 141.

213. — Montage « doubleur de tension ». — Le schéma de principe est indiqué sur la figure 142. Le fonctionnement est le suivant :

Supposons que A soit positif, l'interrupteur I_1 est ouvert et l'interrupteur I_2 est fermé (cas de la figure 142). Le condensateur C_2 se charge à la tension maximum disponible entre A et B (puisque à ce moment B est positif).

Au cours de l'alternance suivante A est négatif. Cette fois, I_1 est fermé et I_2 est ouvert. C'est le condensateur C_1, qui se charge. Si C_2 n'a pas eu le temps de se décharger il est évident que les tensions s'ajoutent et qu'on recueille entre C et D le double de la tension disponible entre A et B.

Pratiquement on ne peut atteindre cette limite, car les condensateurs perdent en partie de leur charge pendant l'utilisation. Toutefois, il faut remarquer que les condensateurs se chargent à la tension maximum

(tension de pointe, ou tension de crête) qui est égale pratiquement à la tension efficace multipliée par 1,41.

On comprend, d'après cela, que la tension recueillie puisse dépendre de la capacité des condensateurs C_1 et C_2.

Pratiquement, en utilisant des soupapes ou valves, le montage sera

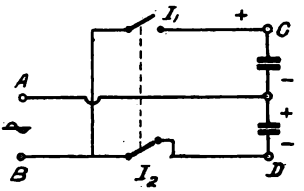


Fig. 142.

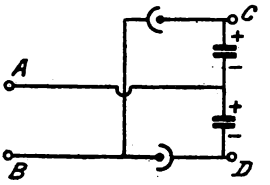


Fig. 143.

réalisé sous la forme de la figure 143, à l'aide de deux soupapes seulement.

On peut imaginer d'autres dispositifs redresseurs fournissant le doublage de la tension. Ils ne présentent pas d'intérêt pratique plus grand que celui de la figure 143.

Les différents redresseurs.

214. — I. Redresseurs mécaniques. — a) *Utilisation d'un moteur synchrone.* — Puisqu'un moteur synchrone a la propriété de tourner à une vitesse qui est rigidement déterminée par la fréquence du courant, il est tout indiqué d'utiliser un tel moteur pour commander l'interrupteur I.

On pourra lui donner commodément la forme de la figure 144. Deux secteurs conducteurs reliés entre eux sont disposés sur un tambour tournant. On voit que le circuit est ouvert pendant la moitié du temps. Le

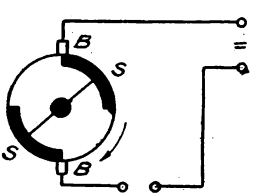


Fig. 144.

courant redressé a la forme d'impulsions successives comme *a b c, e f g,* etc... (fig. 135).

C'est un redresseur *à une alternance.*

Le moteur synchrone qui entraîne le tambour peut avoir une puis-

sance extrêmement faible, puisqu'on lui demande seulement de vaincre les divers frottements.

En pratique, on utilisera un simple aimant tournant devant des bobinages convenables. Un dispositif comme celui de la figure 144 doit tourner à une vitesse de 3 000 tours/minute s'il s'agit d'une alimentation à 50 périodes/seconde. On peut arriver au même résultat en multipliant le nombre des parties conductrices du tambour et en réduisant la vitesse.

II. — Redressement des deux alternances. — On peut naturellement prévoir un commutateur un peu plus compliqué permettant de redresser les deux alternances.

215. — b) *Utilisation d'une lame vibrante.* — L'interrupteur I peut être réalisé par une simple lame dont les vibrations sont précisément entretenues par le courant alternatif lui-même.

Dans les premiers modèles de redresseurs de ce modèle on utilisait une lame dont la fréquence propre correspondait à celle de la tension alternative. Mais on abandonna très vite ce système pour utiliser des

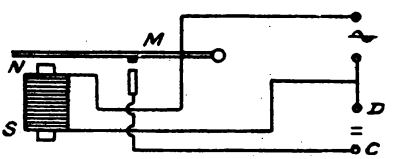


Fig. 145.

lames auxquelles on imposait de vibrer à la fréquence du courant à redresser (vibrations forcées ou contraintes).

La figure 145 donne le schéma de principe *du redresseur Soulier*, le premier en date et demeuré l'un des plus intéressants.

Une lame M, encastrée au point O, porte un contact. Elle est placée devant un électro-aimant parcouru par le courant alternatif dont l'armature est polarisée (c'est-à-dire que le noyau est un aimant). Il est aisé de voir que cette condition d'aimantation est nécessaire. En effet, s'il n'en était pas ainsi, l'armature serait attirée quel que soit le sens du courant. La lame étant attirée deux fois par période vibrerait à 100 périodes par seconde. En polarisant le noyau, on fait naître, par influence, un pôle sur la lame M. Il y a donc *attraction* pendant une demi-période et *répulsion* pendant l'autre demi-période. Les deux actions se prolongent et tendent vers le même but.

En réalité, le noyau de fer doux n'est pas un aimant, mais il port une seconde bobine parcourue par une fraction du courant conti

redressé. Cela suppose qu'une batterie est connectée aux bornes CD. C'est, d'ailleurs, le cas général, puisque ces redresseurs sont utilisés à peu près exclusivement pour la charge des batteries.

Un dispositif à vis micrométrique permet de régler très exactement l'écartement de la vis et du contact, c'est-à-dire l'instant de la coupure et du rétablissement. On peut, ainsi, éviter d'une manière absolument complète toutes les étincelles de rupture.

Ces redresseurs sont des instruments très robustes et pratiquement inusables.

On peut, tout aussi bien, construire des redresseurs avec deux contacts permettant de réaliser le schéma figure 139.

Un des détails intéressants du redresseur Soulier, c'est qu'au repos la lame ne touche pas le contact. Ainsi, en cas d'interruption du courant, il y a coupure automatique et la batterie ne peut se décharger dans les enroulements du transformateur.

Le redresseur se met en route de lui-même; il n'en est pas de même des systèmes utilisant des moteurs synchrones.

216. — III. Les redresseurs électrolytiques. — Dans une solution de bicarbonate de soude ou de phosphate d'ammonium, plongeons une lame d'aluminium pur et une tige de plomb (fig. 146). Nous pourrons aisément faire les constatations suivantes :

a) Le courant continu passe normalement dans la solution quand le

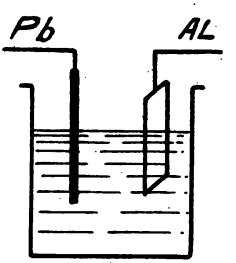


Fig. 146.

pôle positif de la source est connecté à la lame de plomb. Dans ces conditions la résistance équivalente est très faible.

b) Par contre, cette résistance devient considérable quand nous connectons la pile de telle sorte que la lame d'aluminium soit reliée au pôle positif.

Ainsi, nous avons réalisé *une soupape électrolytique*, c'est-à-dire un

dispositif dont la résistance est très différente suivant le sens de circulation des électrons.

Peut-on interpréter cette observation? Voici l'explication généralement admise :

Lorsque la lame d'aluminium est positive, elle est, par électrolyse, le siège d'un dégagement d'oxygène. Mais l'oxygène naissant détermine l'oxydation superficielle du métal, et, précisément, l'*oxyde d'aluminium* ou *alumine* est un corps mauvais conducteur. En conséquence, le courant cesse de passer.

Par contre, lorsque l'aluminium devient pôle négatif, il y a tendance à dégagement d'hydrogène; ce gaz *réduit* l'oxyde, et l'aluminium, débarrassé de sa surface d'alumine, laisse passer le courant à travers la solution.

C'est à titre documentaire que nous avons donné l'explication ci-dessus. En réalité, il est fort probable que les phénomènes sont très différents. La couche d'oxyde intervient d'une tout autre manière. Car, si l'explication ci-dessus était la vraie, comment admettre la réduction de l'oxyde pendant la phase négative, puisque *le courant ne peut circuler?*

En réalité, le fonctionnement doit être analogue à celui des redresseurs à oxyde sur lequel nous reviendrons plus loin. C'est, encore une fois, un phénomène purement électronique prenant naissance entre le métal et son oxyde.

217. — Notes pratiques sur les redresseurs électrolytiques. — *Redresseur plomb-aluminium* (fig. 146). — Pour obtenir un fonctionnement satisfaisant, il importe d'utiliser de l'aluminium chimiquement pur. La surface de la lame d'aluminium sera proportionnée à l'intensité du courant redressé. La densité de courant admissible dépend, d'ailleurs, de la nature du liquide et de la température de fonctionnement.

Une cellule de redressement ne peut supporter une tension inverse dépassant quelques dizaines de volts, sinon on voit apparaître des étincelles sur la surface de la lame, étincelles révélant que le redresseur est surchargé et que la pellicule isolante est perforée. Dans ces conditions, le rendement baisse considérablement et la soupape s'échauffe anormalement. Il est prudent de protéger la partie de la lame qui entre dans le liquide, les étincelles ayant tendance à apparaître plus spécialement à cet endroit.

Redresseur au titane. — Un fonctionnement beaucoup plus stable est obtenu en remplaçant l'aluminium par du titane. La densité de courant peut être beaucoup plus considérable. L'électrolyte est une solution

d'acide sulfurique à 28° Baumé additionnée de 20 grammes de sulfate ferreux par litre.

Utilisation des soupapes électrolytiques. — Très employées jadis, lorsque la technique des postes-secteurs était encore peu développée, les soupapes électrolytiques n'ont plus guère d'applications aujourd'hui.

Elles étaient surtout employées à la recharge permanente des batteries d'accumulateurs. Il faut entendre par là que le chargeur était laissé aux bornes de la batterie pendant tout le temps où le récepteur n'était pas utilisé. Il suffisait, naturellement, d'une intensité de courant très faible.

Les montages pratiques étaient la transposition des schémas figures 134, 138 et 141, 143.

218. — IV. Les redresseurs métalliques secs (1). — a) *Redresseur à l'oxyde de cuivre.* — Si, *dans certaines conditions précises,* on oxyde superficiellement une plaque de cuivre rouge, on observe que la résistance électrique est considérablement plus grande dans le sens cuivre-oxyde que dans le sens oxyde-cuivre. C'est le principe *des redresseurs secs à l'oxyde de cuivre,* encore appelés *cupoxydes* ou redresseurs *oxymétal.* Dans des conditions bien définies, on trouvera, par exemple, 3.000 ohms dans un sens et 30 ohms dans l'autre sens. La différence est considérable et l'on conçoit que le système puisse constituer un excellent redresseur.

Il faut noter qu'au cours du fonctionnement, *il n'y a aucune modification chimique des électrodes.* Le redresseur est donc pratiquement inusable. Le redressement est très probablement assuré par un processus électronique. Des électrons sont libérés à la limite oxyde-cuivre sous l'influence du champ électrique et cheminent dans la direction du pôle positif, c'est-à-dire vers le semi-conducteur qui est l'oxyde.

Ce point de vue explique que la même plaque oxydée se comporte comme une cellule photoélectrique. Les électrons sont alors libérés par les rayons lumineux.

219. — Réalisation pratique. — La réalisation d'un élément redresseur offre des difficultés considérables, car un grand nombre de facteurs interviennent. Un élément ne peut supporter que quelques volts au maximum. Pour redresser des tensions importantes on utilisera donc un ensemble d'éléments placés en série. Le contact entre les surfaces d'oxyde est assuré par des rondelles de plomb, enduites de graphite et serrées très fortement (40 kg/cm²). Il importe que la température de l'élément ne soit pas trop élevée. C'est pourquoi on prévoit dans la construction des ailettes de refroidissement constituées par des rondelles de cuivre de

1. Voir aussi l'appendice page 251.

grande surface. Nous donnons, figure 147, le croquis de montage d'un redresseur de ce modèle et, figure 148, une caractéristique de fonctionne-

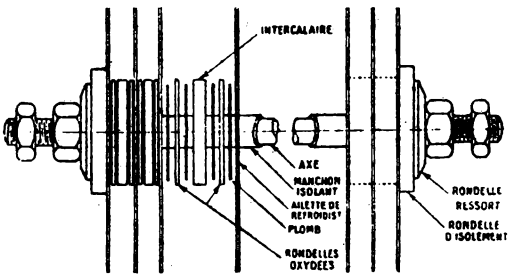


Fig. 147.

ment qui met bien en évidence la différence de conductibilité dans les deux sens.

220. — b) *Redresseur au sélénium.* — C'est un redresseur constitué par un dépôt de sélénium sur une surface conductrice. Le mode de fonctionnement doit être sensiblement le même que pour le redresseur à oxyde de cuivre. C'est le sélénium qui joue le rôle de semi-conducteur, remplaçant l'oxyde de cuivre.

Les redresseurs au sélénium peuvent supporter sans inconvénient des élévations de température plus importantes que les redresseurs à l'oxyde de cuivre. Ils ont les mêmes applications.

221. — **V. Les redresseurs ioniques.** — Plaçons deux électrodes dans un tube rempli d'une atmosphère de néon à basse pression. En appliquant une tension suffisante entre les deux électrodes nous provoquons l'*ionisation du gaz*. Le courant traverse le tube et nous en avons la révélation extérieure par l'illumination rouge brillante dont le tube est le siège. On peut expliquer le phénomène de la manière suivante :

Il y a toujours dans le tube quelques molécules de gaz qui sont ionisées, exactement comme il y a des ions et des électrons libres dans un conducteur métallique. L'application d'une tension entre les électrodes a pour effet d'attirer les électrons vers le pôle positif et les ions vers le pôle négatif, mais avec une vitesse moindre à cause de leur masse plus grande. Si la tension appliquée est suffisante, les électrons, animés d'une grande vitesse, heurtent d'autres atomes et provoquent de nouvelles ionisations. Le phénomène se propage de proche en proche et se traduit par l'illumination du tube et le passage du courant. La tension d'amorçage dépend de la nature du gaz, de la pression, *et aussi de la forme des électrodes.*

Si les deux électrodes sont semblables le courant passe avec la même facilité dans un sens que dans l'autre.

Mais il n'en est pas de même si les deux électrodes sont très différentes ou, *plus exactement, si leur surface est très différente.*

On réalisera, par exemple, un tube dont une électrode est une portion de cylindre de grande surface et dont l'autre électrode est un fil de faible diamètre. Dans ces conditions, on observera que la résistance équiva-

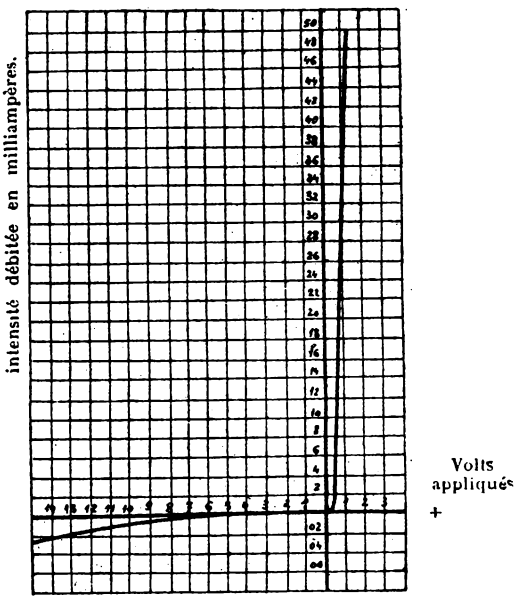


Fig. 148.

ente est beaucoup plus faible quand la plaque est le pôle négatif; le pôle positif étant constitué par le fil. Ce tube se comporte donc exactement comme un redresseur.

On peut constituer un élément capable de redresser les deux alternances en plaçant dans la même ampoule une seule électrode de grande surface et deux tiges métalliques jouant le rôle d'anodes.

Le gaz sous faible pression peut être le néon, l'argon, l'hélium, etc...

Ces redresseurs étaient assez couramment utilisés il y a quelques années, mais à l'heure actuelle ils ont été remplacés par des redresseurs électroniques ou thermo-ioniques dont il sera question plus loin...

222. — VI. Redresseurs électroniques. — Nous conseillons à nos lecteurs d'étudier avec le plus grand soin les principes de fonctionnement

de ces redresseurs. C'est qu'en effet ils sont la base même de départ pour l'étude des tubes à plusieurs électrodes que nous examinerons par la suite et qui ont permis à la Radio son immense développement d'aujourd'hui.

223. — Vaporisation d'électrons. — Nous avons étudié dans les chapitres précédents la structure même de la matière. Nous avons appris qu'un métal était constitué par des atomes. Un atome est un système solaire en miniature dont le soleil est le noyau atomique, d'une densité énorme, autour duquel gravite un essaim d'électrons planétaires. Les électrons des orbites périphériques ne sont pas rigidement attachés à l'atome, mais, sous l'influence de divers facteurs, passent d'un atome à l'autre. Ces électrons libres circulent au hasard, d'un atome à un autre atome, avec une vitesse moyenne de l'ordre de 1 000 kilomètres par seconde...

La température du métal n'agit pas sur la vitesse des électrons; par contre, on constate qu'elle agit sur la longueur d'un trajet moyen. En effet, dans un certain métal, un électron franchira en moyenne, 2 000 atomes à la température de 200 degrés au-dessous de zéro; à la température ordinaire (+ 20°) il franchira seulement 4 à 500 atomes et, à la température de l'incandescence (2 000° blanc incandescent) il ne franchira qu'une cinquantaine d'atomes.

Ces chiffres peuvent, d'ailleurs, différer très sensiblement suivant la nature du métal.

Ces faits ont déjà été exposés au chapitre III. Nous les répétons rapidement pour éviter à nos lecteurs un retour en arrière.

Quelle est la cause du phénomène?

Si la température n'agit nullement sur la vitesse d'agitation des électrons, elle est directement liée à l'*agitation des atomes*. Ceux-ci ne se déplacent pas, mais vibrent sur place, à une fréquence qui dépend de la nature du métal. L'amplitude du mouvement vibratoire et la température sont deux quantités dépendantes. On peut même dire, plus exactement, que ce sont deux aspects du même phénomène.

On conçoit facilement que ces vibrations atomiques puissent gêner considérablement le mouvement des électrons, d'où le phénomène observé.

Aux températures voisines de l'incandescence, cette gêne est telle que certains électrons *sont projetés en dehors du métal ou, si l'on veut, sont vaporisés autour de lui.*

224. — Effet Edison. — L'expérience suivante (fig. 149) est à la base de l'électronique. Elle est absolument fondamentale.

On dispose un filament métallique, de tungstène par exemple, et une plaque métallique dans une ampoule où règne le vide le plus parfait qu'on sache réaliser. Le filament est porté à l'incandescence à l'aide d'une source électrique. Si l'on relie la plaque au filament par l'intermédiaire d'un galvanomètre extrêmement sensible, on note le passage d'un courant. *Il faut admettre que ce courant a traversé le vide.* Ce phénomène est absolument inexplicable avec les anciennes théories sur la nature de l'électricité. Il est au contraire interprété très facilement avec la théorie exposée au début de cet ouvrage.

A la température de l'incandescence, les vibrations atomiques atteignent une telle amplitude que des électrons sont projetés en dehors

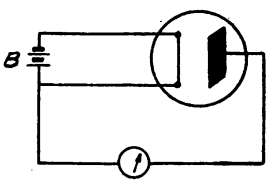


Fig. 149.

du métal. Ces électrons, captés par la plaque, se traduisent par un courant dans le sens : plaque, filament, galvanomètre-plaque. Ce sens est l'*inverse* du trajet des électrons, ainsi que nous l'avons observé déjà à propos des piles. Il n'y a là nulle contradiction, puisque le sens de circulation de l'électricité, purement conventionnel, avait été choisi avant qu'on ne connaisse l'existence des électrons.

L'expérience doit être faite dans le vide, sinon, en quittant le métal, les électrons heurtent des molécules d'air et sont renvoyés vers le filament.

L'intensité de courant est extrêmement faible. Cela se conçoit : chaque électron qui quitte le métal laisse sur ce dernier une charge positive, constituée par un ion. Cet ion attire l'électron fugitif. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur ce point.

On peut contrebalancer cette action. Il suffit, pour cela, de porter la plaque à une tension positive par rapport au filament. L'intensité de courant augmente dans des proportions considérables. Par contre, si la plaque est portée à une tension négative, son action répulsive s'ajoute à l'action attractive du filament et, pour une tension négative extrêmement faible (de 1,5 volt, par exemple) aucun électron ne peut parvenir jusqu'à la plaque : le courant cesse complètement. *Il y a donc là, précisément, un effet de redressement.*

225. — Chauffage direct et indirect. — Il est essentiel de comprendre que l'unique fonction de la batterie B est de porter le filament à l'incandescence, d'où son nom de *batterie de chauffage*. Le même résultat est exactement atteint si le chauffage a lieu en courant alternatif. Le courant de chauffage n'est qu'un moyen commode. On obtiendrait exactement les mêmes résultats s'il était possible de chauffer le filament d'une autre manière : charbon, gaz, etc... Cette remarque permet de comprendre le

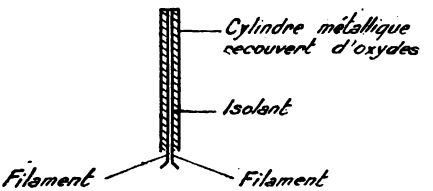


Fig. 150.

fonctionnement des tubes à *chauffage indirect*. Le filament chauffant est électriquement isolé du corps chargé d'émettre les électrons (fig. 150), constitué par une spirale de tungstène. Il est placé dans l'axe d'un cylindre en matière isolante. Ce dernier est, à son tour, recouvert d'un cylindre métallique sur lequel est placé le corps chargé d'émettre des électrons. Le tout constitue *une cathode à chauffage indirect*.

226. — Nature des corps émissifs. — Tous les corps conducteurs, portés à l'incandescence, ont la propriété d'émettre des électrons, mais, suivant leur nature, ils le font avec plus ou moins de facilité, et en quantité plus ou moins grande.

Certains corps, comme les oxydes des métaux alcalino-terreux, émettent des électrons en quantité considérable à la température du rouge sombre. Tels sont, par exemple, les oxydes de baryum, de strontium, le thorium, etc... Ce sont naturellement ces corps qu'on choisira pour construire des valves électroniques. Ces oxydes sont de mauvais conducteurs. On ne saurait, par conséquent, les réduire en *filaments*. Mais on peut les fixer à la surface des filaments de tungstène ou à la surface de cathodes comme celles de la figure 150. Dans le premier cas on obtiendra une valve *à chauffage direct*, et dans le second cas une valve *à chauffage indirect*.

227. — Limites de fonctionnement. — L'intensité maximum redressée par la valve dépend de la surface de la cathode ou du filament ainsi que de la nature du corps émissif.

Les valves (on dit aussi Kénotrons) employées usuellement peuvent redresser des intensités de courant qui ne dépassent guère quelques centaines de milliampères.

Certains modèles peuvent supporter des tensions de plusieurs milliers de volts.

Nous aurons l'occasion de définir plus loin ce qu'on doit entendre par *résistance interne* de la valve.

228. — Valves biplaques. — On peut construire des valves comportant une seule cathode et deux plaques *ou anodes* électriquement séparées. On dit alors qu'il s'agit *d'une valve biplaque*, les autres étant appelées *valves monoplaques*.

Les valves biplaques sont utilisées dans les montages redresseurs pour redresser les deux alternances.

Les montages doubleurs de tension exigent que les cathodes soient électriquement séparées. Pour les réaliser on construit des valves répondant à cette condition.

229. — VII. Valves à gaz et à filament. Redresseurs thermoioniques. — Pour augmenter l'intensité redressée il faut, avec les valves à vide, augmenter la surface des électrodes. Mais on est vite limité dans cette voie, d'autant plus que l'augmentation de surface active (cathode) entraîne nécessairement une augmentation de la puissance nécessaire pour le chauffage.

Un autre procédé, plus économique, consistera à placer dans l'ampoule un gaz sous faible pression ou une vapeur facilement ionisable.

Dans certains tubes, très répandus en Amérique, on utilise la vapeur de mercure, celle-ci étant obtenue par l'échauffement même du filament. Dans d'autres modèles fort utilisés pour la charge des accumulateurs on utilise l'argon (ampoules Tungar), l'hélium, le néon, etc,.. Il devient possible de construire des tubes permettant de redresser des intensités de plusieurs ampères.

Le fonctionnement est le suivant :

Les électrons émis par la cathode partent à grande vitesse vers l'anode, quand celle-ci est portée à une tension positive. Dans leur voyage, ils heurtent des molécules de gaz inerte et déterminent l'ionisation en arrachant un ou plusieurs électrons. Ces derniers, attirés à leur tour par l'anode, provoquent de nouvelles collisions et libèrent de nouveaux électrons. Les ions ainsi produits se dirigent vers la cathode et leur choc peut encore arracher de nouveaux électrons. Dans certains modèles de tubes,

il est possible de couper le circuit de chauffage dès que le phénomène est amorcé.

230. — VIII. Thyratrons. — Les tubes dits « Thyratrons » ne diffèrent, en principe, des précédents que par la présence d'une électrode de contrôle entre l'anode et la cathode. Nous reviendrons sur leurs propriétés par la suite; nous nous bornons, pour l'instant, à signaler leur existence. Ils peuvent être utilisés pour le redressement des courants alternatifs, l'électrode de contrôle sert au réglage de l'intensité fournie.

231. — IX. Valves à vapeur de mercure sans filament. — Dans ces tubes la cathode est tout simplement constituée par un bain de mercure métallique liquide (fig. 151). Les anodes au nombre de deux, s'il s'agit de monophasé, ou en plus grand nombre s'il s'agit de tensions polyphasées, sont des cylindres de graphite.

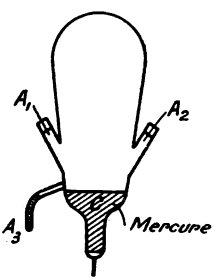


Fig. 151.

Sur le côté (A_3) est une anode d'amorçage.

Pour provoquer celui-ci, on bascule légèrement l'ampoule pour amener en contact le mercure C et celui de A_3. Une étincelle jaillit à la rupture du circuit, ce qui suffit pour provoquer l'ionisation de l'atmosphère interne. Un arc jaillit entre chacune des anodes A_1, A_2 et la surface du bain. Le tube est *amorcé* et le fonctionnement est le suivant :

Le point de la surface de mercure d'où jaillit l'arc constitue la *tache cathodique*, tache extrêmement brillante, dont la température correspond à 3 500 ou 4 000 degrés centigrades. Les électrons émis par cette incandescence déterminent et entretiennent l'ionisation de l'atmosphère intérieure.

Il est donc absolument faux de prétendre que ces tubes sont à cathode froide. La température de la cathode est en réalité beaucoup plus élevée que dans tous les autres modèles.

Au cours du fonctionnement une partie du mercure se vaporise, mais vient se condenser sur le dôme supérieur de l'ampoule d'où il retombe dans la partie inférieure.

Les modèles de tubes un peu puissants sont munis d'un système de refroidissement artificiel (ventilateur, par exemple).

Ces tubes ont reçu exclusivement des applications industrielles. Certains modèles sont, naturellement, beaucoup plus compliqués que notre schéma de principe de la figure 147.

Ces tubes de grande puissance comportent non seulement des procédés d'amorçages différant du *basculage, mais des électrodes d'entretien*, destinées à éviter le désamorçage du tube quand les circuits d'utilisation sont coupés.

232. — Chute de tension dans les tubes à gaz. — Les tubes à gaz ont tous une propriété commune : la chute de tension déterminée par le tube est constante, quelle que soit l'intensité de courant et ne dépend que de la nature du gaz.

C'est ainsi que les tubes à vapeur de mercure ont une chute de tension de l'ordre de 16 volts.

APPENDICE

Redresseurs métalliques secs au sélenium.

Les redresseurs métalliques à l'oxyde de cuivre sont aujourd'hui presque complètement remplacés par les redresseurs au sélenium qui fonctionnent suivant le même principe. Un élément redresseur est composé d'un support conducteur généralement en fer sur lequel a été coulée une mince couche de sélenium. Une contre-électrode très mince, constituée par une couche de métal est déposée sur le sélenium.

Il faut utiliser du sélenium très pur et faire subir une préparation à l'élément.

Le redresseur au sélenium peut admettre une tension inverse notablement plus élevée que le redresseur à l'oxyde de cuivre.

Il peut également supporter une température plus élevée.

Le rendement est excellent : supérieur à 90 %.

Redresseur au germanium ou au silicium.

Nous avons signalé plus haut qu'un semi-conducteur, comme le germanium ou le silicium peut être rendu conducteur par l'introduction de très faibles quantités d'un corps étranger. Mais on distingue deux sortes de conductibilité. Dans la première, qui est du type N, les porteurs de charge sont négatifs, dans la seconde, du type P, ils sont positifs. On obtient l'un ou l'autre type de conductibilité, suivant la nature de l'impureté ajoutée au semi-conducteur.

On peut, dans le même cristal, faire naître en deux régions différentes, les deux types de conductibilité. La zone de passage est une *jonction*.

Les jonctions ont précisément la propriété de présenter des résistances très différentes suivant le sens de passage du courant.

Elles se comportent ainsi comme des valves ou des redresseurs.

Ces redresseurs admettent des densités de courant beaucoup plus élevées que les redresseurs cuivre/oxyde de cuivre ou fer/sélenium.

On peut atteindre en effet environ 100 ampères par centimètre carré, alors que l'on ne peut guère dépasser 30 milliampères par centimètre carré pour le redresseur au cuivre/oxyde de cuivre. Ils supportent une tension inverse de l'ordre de 150 volts par élément, alors que les autres redresseurs ne peuvent supporter qu'une trentaine de volts.

La seule difficulté est le refroidissement car les redresseurs au germanium ne peuvent point supporter d'élévation de température. Des radiateurs sont employés à partir d'une certaine puissance.

Le rendement est supérieur à 95 %.

CHAPITRE XVI

Les filtres électriques.

233. — Généralités. — *Une tension quelconque étant donnée, on peut toujours considérer qu'il s'agit d'une tension variable.* Si l'on est en présence d'un courant continu on dira simplement qu'il s'agit d'un courant dont la fréquence est zéro.

Nous avons déjà indiqué que, quelle que soit la forme du courant, on peut toujours raisonner comme si l'on était en présence d'une tension sinusoïdale. Le théorème de Fournier permet de décomposer une tension quelconque en une somme de tensions sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale.

On utilisera un *filtre électrique* chaque fois qu'on voudra éliminer ou, au contraire, favoriser une fréquence, ou, plus généralement, une bande de fréquences.

Un filtre électrique est une association d'éléments qui peuvent être des *résistances*, des *bobines d'induction*, et des *capacités*.

On peut citer de nombreux exemples d'utilisation des filtres. Un des plus répandus est celui des filtres pour tension anodique. Une tension fournie par un redresseur peut être considérée comme la résultante d'une tension continue et d'une tension variable. Pour le fonctionnement d'un récepteur il faut sélectionner la tension continue et éliminer la tension variable.

L'étude complète des filtres est une partie fort étendue de l'électrotechnique. Dans cet ouvrage, nous n'en donnons qu'un aperçu élémentaire.

234. — Caractéristique des filtres. — On met en évidence les propriétés d'un filtre en traçant sa *caractéristique* ou *courbe de transmission*. Celle-ci est tracée dans les conditions suivantes :

On admet à l'entrée du filtre des tensions égales depuis la fréquence zéro (continu) jusqu'aux plus hautes fréquences que l'on veut considérer.

On mesure la tension de sortie. L'efficacité du filtre est mesurée par le rapport entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

Si l'on porte en abscisse la gamme des fréquences considérées et en

ordonnées les rapports ou efficacités, on obtient une courbe qui est précisément la *caractéristique du filtre.*

L'efficacité d'un filtre, pour une fréquence donnée, se mesure d'après l'affaiblissement qu'il fait subir à cette fréquence. Nous verrons, par la suite, comment peut se mesurer *cet affaiblissement.*

235. — Principes généraux. — Nous avons exposé dans les pages précédentes les principes qui permettent de comprendre intuitivement le fonctionnement des filtres. Les points essentiels sont les suivants[1]

a) *Action d'une capacité.*

Courant continu. — Une capacité est un obstacle infranchissable pour le courant continu. A la mise en circuit, on observe *un courant de charge* qui cesse pratiquement de se manifester dès que le condensateur est chargé c'est-à-dire, le plus souvent, au bout d'une faible fraction de seconde.

Courant alternatif. — Une capacité se laisse d'autant plus facilement traverser par le courant alternatif que :

1° Sa capacité est plus grande ;

2° La fréquence du courant est plus élevée.

236. — *b) Action d'une bobine de self-induction.*

Courant continu. — En régime permanent une bobine de self-induction n'est pas un obstacle pour le courant continu. La résistance opposée se réduit à celle des enroulements, résistance qu'on peut rendre négligeable en augmentant la section du conducteur.

Courant alternatif. — Une bobine de self-induction est, pour le passage du courant alternatif, un obstacle d'autant plus grand que :

1° La valeur du coefficient de self-induction est plus grande ;

2° La fréquence du courant est plus grande.

237. — *c) Action d'un circuit résonnant-série.* — Un circuit résonnant-série est constitué par l'association *en série* d'un condensateur et d'une bobine (fig. 152).

Courant continu. — Un circuit résonnant-série est un obstacle infranchissable pour le courant continu, à cause de la présence du condensateur C.

Courant alternatif. — En courant alternatif, il se présente comme un obstacle minimum pour une certaine fréquence qui est la fréquence de *résonance.* En dehors de cela, l'obstacle est d'autant plus grand que la fréquence est plus différente de la fréquence de résonance.

1. Nous développons ceci dans le tome II de cet ouvrage ; « Etude des redresseurs » (chapitres XI et XI *bis*).

La fréquence de résonance dépend des valeurs de L et de C. Elle est telle que la condition de résonance :

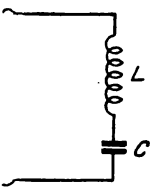


Fig. 152.

$$L\omega = \frac{1}{C\omega} \text{ soit remplie (avec } \omega = 2\pi F).$$

Dans les chapitres relatifs aux courants alternatifs nous avons montré que cette condition pouvait s'écrire :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

238. — d) *Action d'un circuit antirésonnant.* — Un circuit résonnant parallèle est constitué par l'association *en parallèle* d'un condensateur et d'une bobine (fig. 153).

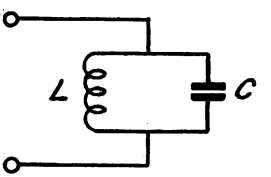


Fig. 153.

Courant continu. — Le courant continu traverse le circuit en empruntant la branche « inductance ».

Courant alternatif. — Un circuit résonnant parallèle se présente comme un obstacle maximum pour la fréquence de résonance. Cette fréquence dépend des valeurs de L et C. Elle est telle que :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}.$$

C'est la condition déjà exprimée plus haut et qui correspond à :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

En dehors de la résonance, l'obstacle est d'autant plus petit qu'on s'écarte davantage de la valeur correspondante.

On peut montrer que pour les valeurs de F supérieures à $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ le courant emprunte surtout le passage du condensateur alors qu'il emprunte surtout la bobine pour les fréquences inférieures.

239. — e) *Action d'une résistance.* — Une résistance se comporte de la même manière en courant alternatif et en courant continu.

240. — 1° Filtres passe-bas. Définition. — *Un filtre* passe-bas *laisse passer toutes les fréquences* inférieures *à une certaine fréquence, qui est la* fréquence d'arrêt. Dans certains cas, l'action du filtre est maximum pour une fréquence donnée, celle-ci est la *fréquence d'absorption maximum.*

La caractéristique théorique d'un filtre passe-bas est donnée figure 154.

La figure 155 représente quelques caractéristiques pratiques. La courbe III met en évidence une fréquence d'absorption maximum F*a*.

Un exemple simple et bien connu est donné sur la figure 156. C'est

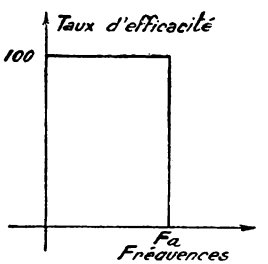


Fig. 154.

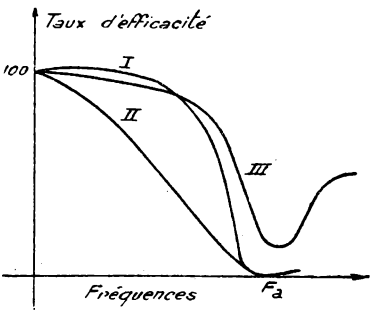


Fig. 155.

le filtre utilisé habituellement pour le courant anodique des récepteurs de T. S. F. Il s'agit bien d'un filtre passe-bas puisqu'il s'agit de laisser passer le courant continu (fréquence zéro) et d'arrêter les composantes alternatives (généralement 50, 100, 150, etc... périodes par seconde).

L'ensemble de la figure 156 constitue une *cellule de filtre.* On peut en comprendre facilement le fonctionnement en se reportant aux indications données plus haut.

Les condensateurs C_1 et C_2 offrent un chemin dérivé dont l'impédance est d'autant plus faible que C_1 et C_2 ont une plus grande capacité. Par contre, la composante *continue* ne peut franchir ni C_1 ni C_2, mais suit la bobine L_1. Cette dernière ajoute à l'action de filtrage en s'opposant au passage du courant alternatif.

Le filtrage est d'autant meilleur que L_1, C_1 et C_2 ont des valeurs plus élevées.

Pour améliorer le filtrage on peut disposer plusieurs cellules semblables en série (fig. 157). Il est évident que le schéma 158 est équivalent si le condensateur intermédiaire a une valeur égale à $C_2 + C_3$ (fig. 158).

On peut aussi, sans changer le fonctionnement, introduire la bobine

dans les deux branches du filtre (fig. 159). L'effet de ce dernier filtre sera exactement le même que celui de la figure 156 si $L_1 = L_3 + L_4$.

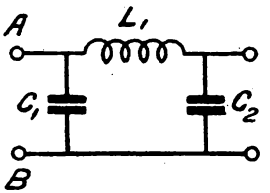


Fig. 156.

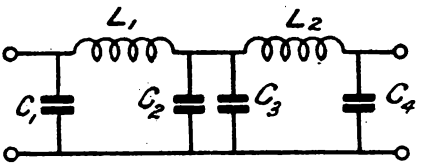


Fig. 157.

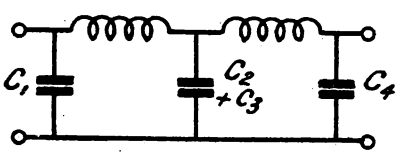


Fig. 158.

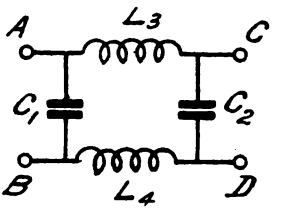


Fig. 159.

241. — Fréquence d'absorption maximum. — Pour que la cellule *passe-bas* présente une fréquence d'absorption maximum, il suffit de remplacer l'un *des éléments filtrants* (condensateurs et bobines) par *un*

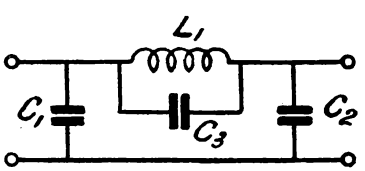


Fig. 160.

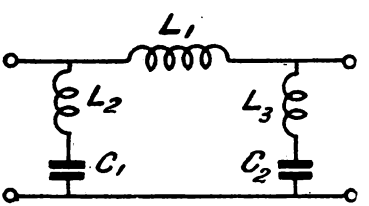


Fig. 161.

circuit résonnant sur une fréquence particulière. On pourra, tout aussi bien, utiliser le système figure 160 que celui de la figure 161 dont les propriétés sont sensiblement équivalentes.

242. — 2° Filtres passe-haut. Définition. — *Un filtre* passe-haut *laisse passer toutes les fréquences supérieures à une certaine fréquence qui est naturellement encore nommée la fréquence d'arrêt.* Dans certains cas, on peut, exactement comme dans le filtre passe-bas, définir une *fréquence d'absorption maximum.*

D'après cela on voit, qu'en somme, l'action d'un filtre passe-haut est réciproque de celle d'un filtre passe-bas.

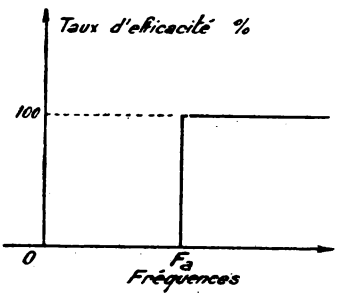


Fig. 162.

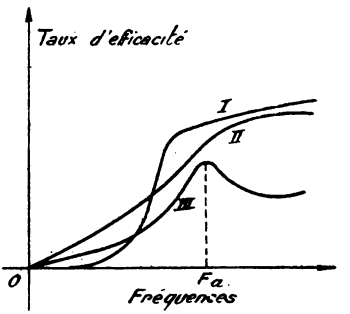


Fig. 163.

La caractéristique théorique est indiquée figure 162. La figure 163 représente quelques caractéristiques réelles de filtres passe-haut.

243. — Cellules de filtre passe-haut. — On retrouvera, dans les schémas, la même symétrie que dans les propriétés.

Une cellule simple de filtre passe-haut est représentée figure 164.

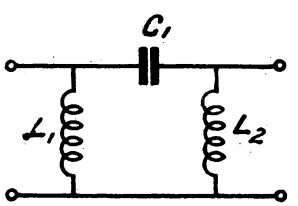


Fig. 164.

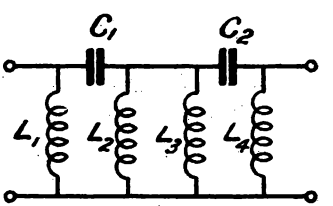


Fig. 165.

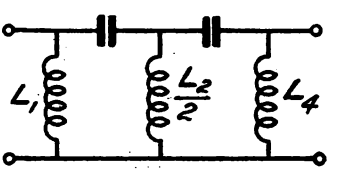


Fig. 166.

Dans le but d'améliorer l'efficacité, on peut utiliser deux cellules en série (fig. 165). Cette disposition est évidemment équivalente à celle de la figure 166 parce que deux bobines de self-induction L, mises en parallèle, se comportent comme une bobine égale d'inductance $\frac{L}{2}$.

244. — Fréquence d'absorption maximum. — Comme dans le cas précédent, pour obtenir ce résultat il suffira de remplacer les éléments C et L par des circuits résonnants.

Symétrie. — La symétrie entre les deux familles de filtres apparaîtra d'une manière beaucoup plus nette si nous considérons la cellule figure 159. Si nous considérons que A et B sont les bornes d'entrée, C et D étant les bornes de sortie, nous sommes en présence d'un *filtre passe-bas.*

Si nous considérons maintenant que les bornes d'entrée sont A et C les bornes de sortie étant B et D (ou inversement), nous sommes en présence d'un *filtre passe-haut.*

Cette symétrie permet de simplifier l'étude théorique générale des filtres.

245. — Filtres de bandes. Définition. — On distingue les filtres *passe-bande* et les filtres *éliminateurs de bandes.* Ces dispositifs ont une importance considérable dans la construction des récepteurs de T. S. F. Nous aurons l'occasion de l'apprendre par la suite.

246. — Filtre passe-bande. Définition. — Ainsi que le nom l'indique, il s'agit d'un dispositif *qui permet le* passage *d'une certaine gamme de fréquences dite* bande passante, comprise entre deux valeurs d'arrêt.

La caractéristique théorique d'un tel dispositif est donnée figure 167.

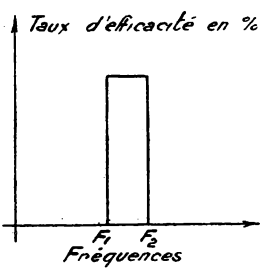


Fig. 167.

Pratiquement, on ne peut que s'approcher de ce résultat idéal et la caractéristique vraie a plus souvent l'allure de la figure 168 ou de la figure 169. On voit d'un simple coup d'œil que la définition exacte des fréquences d'arrêt f_1 et f_2 perd de sa précision.

Dans les deux cas, on pourra convenir de définir *la largeur de bande passante pour un taux d'efficacité, ou d'affaiblissement donné.* On admettra, par exemple, que la bande passante est définie par une efficacité, ou

affaiblissement de 75 %. On tracera donc l'horizontale correspondant à 75 % (fig. 168) et les deux points d'intersection avec la caractéristique permettront de définir la bande passante.

Avec une caractéristique appelée quelquefois aussi *Courbe de transmis-*

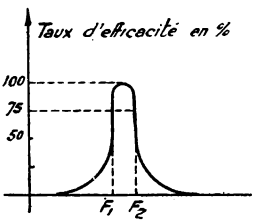


Fig. 168.

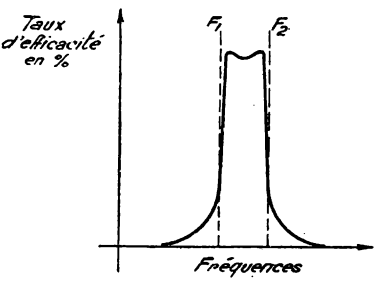


Fig. 169.

sion réelle, c'est-à-dire dont la forme se rapproche des figures 168 et 169, on ne peut définir de bande passante sans cette précision.

247. — Circuit résonnant parallèle. Filtres complexes. — Cette précédente définition nous permet de comprendre que le filtre passe-bande le plus simple soit constitué par un circuit résonnant parallèle

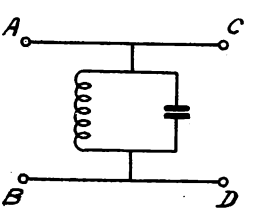


Fig. 170.

(fig. 170). La fréquence d'efficacité maximum est naturellement celle qui correspond à la résonance. Nous savons déjà qu'elle est définie par :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Nous ne voulons pas insister sur les facteurs qui déterminent, dans ce cas particulier, la largeur de la bande passante. L'importance du problème est telle que nous le traiterons spécialement dans un autre chapitre.

Comme dans le cas des autres modèles de filtre, on peut modifier les

caractéristiques dans le sens favorable en augmentant le nombre des cellules.

Ainsi, par exemple, un filtre complexe sera composé comme sur la figure 171. L'énergie électrique est transmise d'une cellule à l'autre par les capacités C1 et C2 qui sont dites *capacités de liaison*. Le couplage

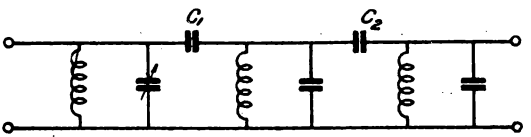


Fig. 171.

entre les différentes cellules est, dans ce cas, *électrostatique* [1] ou, simplement : statique. On peut aussi réaliser le même filtre en couplant les différentes cellules *par induction*.

248. — Filtre éliminateur de bande. Définition. — Il s'agit, cette fois, d'un dispositif permettant l'élimination d'une bande de fréquence.

La caractéristique théorique correspond à la figure 172; la courbe pratique est représentée figure 173. Ces courbes permettent d'observer

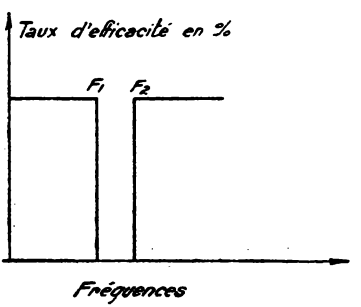


Fig. 172.

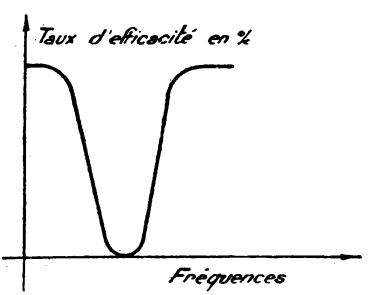


Fig. 173.

que les propriétés du filtre éliminateur de bande sont réciproques ou symétriques de celles du filtre passe-bande.

On définira, d'une manière semblable, la largeur de la bande éliminée en fixant certains chiffres d'affaiblissement.

249. — Circuit résonnant série. Filtres complexes. — Le circuit résonnant série constitue le plus simple des filtres éliminateurs de bande

1. Il faut éviter le terme *capacitif* qui est un inutile barbarisme.

(fig. 174). La fréquence d'efficacité maximum est celle qui correspond à la résonance. Ainsi que nous l'avons déjà déterminé, elle est définie par :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Dans les filtres complexes on peut associer différents types de circuits (comme dans la figure 175).

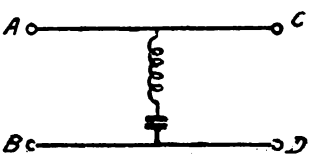


Fig. 174.

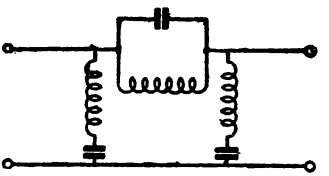


Fig. 175.

250. — Filtrage par résistances. — Lorsqu'il s'agit de filtres passe-haut ou passe-bas, on peut remplacer certains éléments par des résistances.

Considérons le cas particulièrement simple d'un filtre passe-bas destiné à éliminer la composante variable d'une tension fournie par un redresseur. C'est un problème simple qu'il faut résoudre pratiquement dans tous les récepteurs de T. S. F. alimentés par le secteur. Le filtre généralement employé est celui de la figure 156.

Supposons que nous ayons choisi des éléments ayant les caractéristiques suivantes :

C1 = 8 microfarads
C2 = —
L1 = 10 Henrys.

La composante variable admise entre les bornes A et B peut emprunter deux chemins différents :

a) Le condensateur C1.

b) La bobine L1.

Comme il s'agit d'une composante dont la fréquence principale est bien déterminée (100 périodes par seconde, s'il s'agit d'un redresseur utilisant les deux alternances), nous pouvons raisonner simplement en tenant compte des *impédances*.

L'impédance de C sera rapidement déterminée à partir de la règle que nous avons établie page 208 : *Un condensateur de 1 microfarad*

offre à 100 périodes, une impédance de 1 600 *ohms.* En conséquence :

Un condensateur de 8 microfarads a une impédance de

$$\frac{1.600}{8} \text{ ou } 200 \text{ ohms.}$$

Calculons maintenant l'impédance de L1.

$$Z = L\omega$$
$$\omega = 2\ \pi\ F$$
$$\omega = 2 \times 3{,}14 \times 100$$
$$= 628.$$

D'où :

$$Z_{L1} = 628 \times 10$$
$$= 6\ 280 \text{ ohms.}$$

Pour la composante continue, l'unique obstacle sera constitué par la résistance de L1, résistance qui peut être facilement inférieure à une centaine d'ohms.

Note importante. — Nous obtiendrons exactement la même atténuation de la composante variable en remplaçant la bobine L1 par une résistance de 6 280 *ohms.*

Toutefois, en opérant ainsi, nous introduirons aussi une résistance de 6 280 ohms pour la composante continue. Il est des cas où cela n'a guère d'importance; par exemple, quand l'intensité de courant qui traverse le filtre est très faible. Dans ces conditions la simplification proposée est absolument justifiée.

Certains appareils utilisent des intensités très faibles sous une tension élevée : les oscillographes cathodiques, par exemple (0,8 mA sous 2 000 volts). Un excellent filtrage sera obtenu par l'emploi d'une résistance de 50 000 ohms et de deux capacités de 0,5 mF seulement.

La chute de tension dans la résistance (fig. 176) sera de

$$50\ 000 \times 0{,}0008 = 40 \text{ volts,}$$
$$\text{ohms} \times \text{ampères} = \text{volts}$$

ce qui est absolument négligeable par rapport aux 1 500 ou 2 000 volts nécessaires au fonctionnement de l'oscillographe.

251. — Aperçu du problème du « découplage ». — Dans la construction des récepteurs de T. S. F. on est souvent amené à prendre des précautions spéciales pour éviter que des composantes variables et des composantes continues (ou deux composantes de fréquence différente) n'empruntent le même chemin. C'est un problème tout à fait analogue au problème du filtrage et qu'on nomme plus spécialement le *découplage.*

Les intensités de courant étant généralement faibles on peut utiliser le plus souvent des résistances, *le découplage* étant assuré par un condensateur.

Dans cette sorte de problème, il importe surtout de considérer *les valeurs relatives*. Un condensateur de 10 microfarads assurera, dans certaines circonstances, *un découplage* ou *un filtrage* inférieur à celui d'un condensateur de 0,1 microfarad utilisé dans un montage différent. Tout dépend de l'impédance présentée par le chemin que doivent suivre chacune des composantes. Ainsi, par exemple, les deux filtres des figures 176 et 177 auront des efficacités sensiblement équivalentes malgré que,

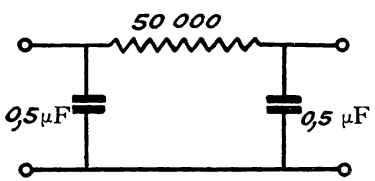


Fig. 176.

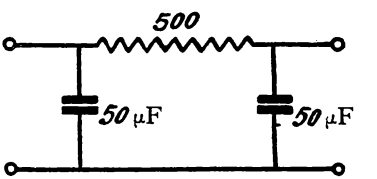


Fig. 177.

dans le second, la valeur des capacités soit cent fois plus grande. S'il s'agit d'un problème de découplage le même résultat sera obtenu dans ces deux cas.

Toutefois, il faut noter que, bien souvent, la valeur de l'impédance est fixée par des considérations accessoires. Par exemple : on se fixe une puissance limite perdue dans cet élément (cas où on utilise l'enroulement d'excitation des haut-parleurs). Pour améliorer le filtrage il n'est donc d'autres ressources que d'ajouter une seconde cellule ou d'augmenter la valeur des capacités. Dans d'autres cas, la valeur de la résistance sera fixée par les caractéristiques du circuit (cas d'une résistance de cathode d'une lampe). En conséquence on est encore dans l'obligation d'augmenter la valeur des capacités.

252. — Condensateurs au papier. — La tension instantanée supportée par la capacité d'entrée du filtre peut largement dépasser la tension du courant continu fourni. Il y a quelques années, on utilisait, d'une manière à peu près exclusive, des condensateurs *au papier*.

Un condensateur au papier est constitué par deux feuilles d'étain ou d'aluminium séparées par une feuille d'un papier isolant (papier paraffiné ou papier huilé). Si le condensateur est destiné à supporter des tensions élevées on augmente l'épaisseur du papier isolant.

D'après ce que nous savons des condensateurs, la capacité est d'autant plus grande que :

a) l'épaisseur du diélectrique (ici le papier isolant) est plus faible;

b) la surface des armatures (ici celle des deux feuilles de papier d'étain ou d'aluminium) est plus forte.

En conséquence, si l'on augmente l'épaisseur de l'isolant, il faut augmenter la surface utile des armatures pour maintenir la même valeur de capacité. C'est pour ces deux raisons concordantes que l'encombrement des condensateurs au papier croît considérablement quand on les établit pour supporter des tensions plus élevées.

253. — Durée des condensateurs. Tension d'essai. — On ferait une erreur en admettant que la durée d'un condensateur au papier est illimitée.

En cours de fonctionnement quand il est traversé par une composante alternative, le condensateur s'échauffe par suite d'un effet un peu comparable à celui qu'on observe pour un métal magnétique soumis à un champ alternatif (hystérésis diélectrique). D'autre part, des forces électriques s'exercent entre les électrodes. Le résultat, c'est qu'au bout d'un temps d'utilisation plus ou moins long, un condensateur finit par être hors service (par court-circuit entre les électrodes). Le fait est particulièrement net avec les condensateurs de filtrage.

Pour vérifier la qualité des condensateurs on les soumet, après fabrication, à un essai sous une tension beaucoup plus élevée que leur tension de service. On admet que les condensateurs de filtrage au papier doivent résister au minimum à une *tension d'essai* égale à quatre fois la tension de service. Ainsi, pour établir un filtre fournissant une tension de 300 volts, il est prudent de choisir des condensateurs essayés sous 1.200 volts au moins.

S'il ne s'agit pas de condensateurs de filtrage, mais de condensateurs de découplage soumis à un régime beaucoup moins dur puisque la composante variable qui les traverse est généralement très faible, on pourra se contenter d'une tension d'essai égale à trois fois la tension de service. On choisira, par exemple, des condensateurs essayés sous 750 volts pour fonctionner normalement sous 250 volts. Il faut d'ailleurs noter que les constructeurs prudents n'hésitent pas, dans le même cas, à utiliser des condensateurs vérifiés sous 1 500 volts.

Nous aurons, en effet, l'occasion de remarquer par la suite que le claquage d'un condensateur peut entraîner, dans un récepteur, la détérioration d'éléments coûteux.

254. — Condensateurs électrochimiques. — Aujourd'hui, dans la plupart des cas où une forte capacité est nécessaire et où la tension ne dépasse pas quelques centaines de volts, les *condensateurs électrolytiques* ou *électrochimiques* ont remplacé presque complètement les condensateurs au papier.

Le principe de construction rappelle celui des soupapes électrolytiques.

Plongeons dans une solution électrolytique (borax, acide borique, etc...) une lame d'aluminium pur de 10 centimètres de côté constituant le pôle positif de notre condensateur. Le pôle négatif est l'électrolyte lui-même; le contact étant assuré par une tige d'un métal quelconque ou même l'enveloppe extérieure du récipient, s'il est métallique (fig. 178).

Relions l'électrode positive à une source continue de quelques centaines de volts, sans, toutefois, dépasser 550 volts. Nous observerons le passage

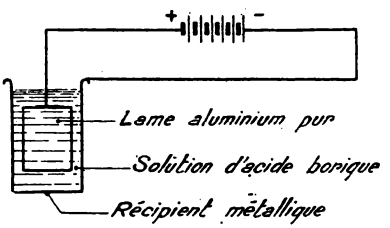


Fig. 178.

d'un courant, mais l'intensité ne tardera pas à baisser rapidement pour devenir très faible, de l'ordre de 0,001 ampère au bout de quelques minutes. On dit alors que le condensateur est *formé*. Le phénomène est celui que nous avons déjà observé dans les soupapes électrolytiques. L'électrolyse détermine l'apparition d'ions-oxygènes sur l'anode qui s'oxyde. Une mince pellicule d'alumine (AL^2O^3) recouvre la lame d'aluminium et ne tarde pas à l'isoler de la masse de l'électrolyte. Le condensateur ainsi formé admet la lame d'aluminium comme électrode, la pellicule d'alumine comme diélectrique et *l'électrolyte* comme seconde électrode.

La pellicule d'aluminium est extraordinairement mince. On admet qu'elle ne dépasse pas 0,5 micron, c'est-à-dire 0,5 millième de millimètre. Comme, d'autre part, *le pouvoir inducteur spécifique (ou constante diélectrique)* de l'alumine est relativement élevé (égal à 9), on obtient une énorme capacité pour une surface faible. Dans l'expérience de la figure 178 la capacité pourra atteindre et même dépasser 2 microfarads, ce qui est considérable. Cette capacité ne se manifeste que si l'électrode aluminium correspond au pôle positif de la source.

255. — Réalisation pratique. — Pratiquement, un condensateur électrolytique (fig. 179) comportera donc :

a) Un récipient métallique, constituant le pôle négatif. Ce récipient contient l'électrolyte; il est fermé par une soupape étanche au liquide, mais néanmoins prévue pour permettre aux gaz de s'échapper.

b) Une électrode positive *d'aluminium pur*, d'une forme telle que sa surface soit aussi grande que possible. On utilisera, par exemple, une tige dont la coupe transversale a la forme de la figure 180. De plus, on augmente encore la surface utile par rapport à l'encombrement en lui imprimant des irrégularités quelconques, en la plissant, en la repliant.

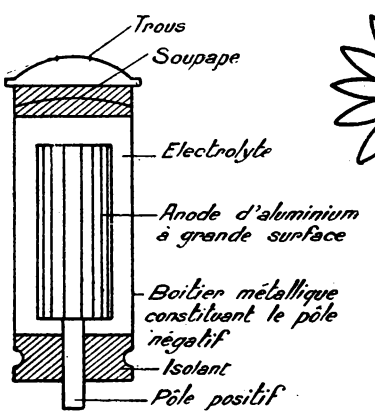


Fig. 179.

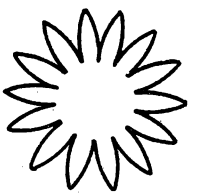


Fig. 180.

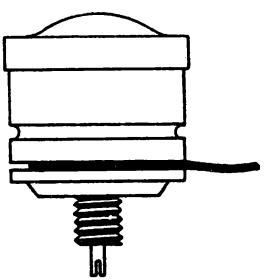


Fig. 181.

La figure 181 représente la grandeur d'un condensateur de 8 microfarads fonctionnant sous 450 volts.

Un condensateur électrolytique à liquide est construit pour fonctionner dans une certaine position. Il faut, en effet, que l'électrode positive baigne dans l'électrolyte et que la soupape corresponde à la partie supérieure.

256. — Tension maximum de régime. Tension de pointe. Courant de fuite. — La *tension de régime* c'est *la tension continue* que peut supporter le condensateur d'une manière permanente. Suivant les modèles, elle peut être de 50, 200, 320, 450, 550 volts, etc...

Un condensateur électrolytique présente toujours un *courant de fuite*, qui est approximativement proportionnel à la capacité. Ce courant de fuite augmente avec la tension appliquée. Sa valeur demeure accep-

table pour des tensions inférieures à la tension de régime; elle croît considérablement au-delà de cette valeur. En dépassant *la tension de pointe*, le courant de fuite atteint une valeur considérable qui correspond au claquage de la pellicule isolante d'alumine. *Mais les conditions normales se rétablissent d'elles-mêmes*, dès que la tension appliquée reprend une valeur admissible. En conséquence, un condensateur électrolytique à liquide ne peut se mettre en court-circuit. En pratique, il agit sensiblement comme un limitateur de tension pour les élévations momentanées qui atteignent sa tension de pointe.

257. — Tension maximum de superposition. — On peut aussi définir la *tension maximum de superposition*. C'est le maximum tolérable d'amplitude correspondant à la composante variable du courant que le condensateur est chargé de filtrer.

Elle est généralement de l'ordre d'une trentaine de volts.

258. — Équivalent électrique d'un condensateur électrolytique. — Puisqu'il possède un courant de fuite, un condensateur électrolytique ne peut être considéré *comme une capacité pure*. En réalité, on doit, pour l'usage courant, admettre qu'il est équivalent à l'ensemble constitué

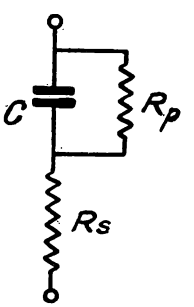


Fig. 182.

par un condensateur C en série avec une résistance R*s*, et en parallèle avec une autre résistance R*p*, conformément à la figure 182. Pour les bons modèles de condensateurs électrolytiques, la valeur de R*s* est de 10 à 20 ohms. Cette résistance s'ajoute à la valeur de l'impédance et diminue l'efficacité du filtrage.

Il faut noter aussi que les valeurs R*s* et R*p* ne dépendent pas seulement de la *tension appliquée*, mais encore de la *fréquence des courants* qui traversent le condensateur.

259. — Influence de la température. — Les liquides utilisés dans les condensateurs électrolytiques peuvent supporter des écarts de températures énormes. Toutefois les variations ont une influence notable sur

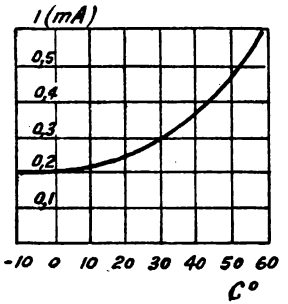


Fig. 183.

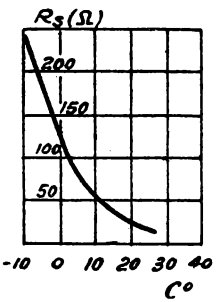


Fig. 184.

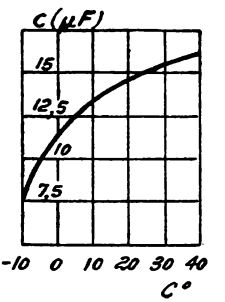


Fig. 185.

Fig. 183 : Variation du courant de fuite en fonction de la température.
Fig. 184 : Variation de la résistance série en fonction de la température.
Fig. 185 : Variation de la capacité effective en fonction de la température.

les caractéristiques, ainsi que le démontrent les courbes figures 183, 184, 185.

De l'examen de ces graphiques on peut conclure qu'à mesure qu'augmente la température (entre —10° et + 60°) :

a) Le courant de fuite augmente (fig. 183);

b) La « résistance série » diminue (fig. 184);

c) La capacité augmente.

260. — Influence de la fréquence. — L'expérience montre facilement que la *capacité effective* (déterminée en calculant *l'impédance* résultant de la capacité vraie et des résistances R*p* et R*s*) dépend de la fréquence dans une très large mesure.

Pour des fréquences comprises entre 0 et 100, la résistance R*s* est négligeable par rapport à l'impédance du condensateur.

Elle devient du même ordre de grandeur pour des fréquences de l'ordre de 300 hertz.

Au delà, la résistance série devient grande par rapport à l'impédance due à la capacité; l'impédance totale est donc égale à R*s*.

Si l'on trace la courbe de la capacité effective, on obtient le graphique de la figure 186. *On voit que pour une fréquence de* 10 000 *hertz un condensateur électrolytique portant l'indication* 16 μ*F, se comporte, en réalité, comme un condensateur de l'ordre de* 1 μ*F seulement.*

Nous aurons l'occasion d'apprendre, par la suite, quelles conclusions il convient de tirer de cette remarque.

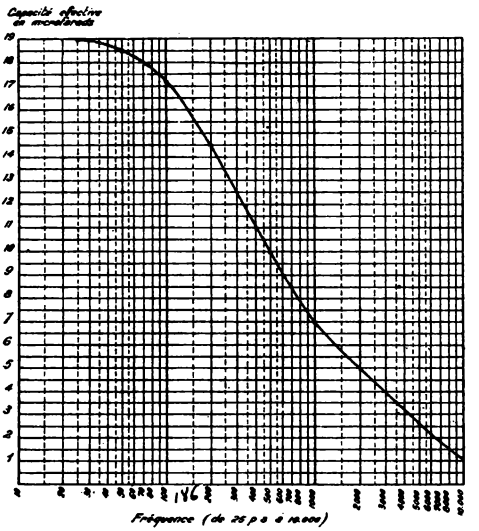


Fig. 186.

261. — Condensateurs électrolytiques secs. — Le principe est le même; mais le liquide est immobilisé par une gelée quelconque (agar-agar, par exemple).

L'électrode positive est généralement une feuille mince d'aluminium, séparée d'une autre feuille métallique par une bande de gaze hydrophile, imbibée de l'électrolyte immobilisé.

La construction rappelle donc beaucoup celle des condensateurs au papier. Toutefois, la bande de gaze ne joue aucun rôle diélectrique; son épaisseur n'intervient pas dans la détermination de la capacité, puisqu'en réalité la diélectrique est la mince couche d'alumine qui se forme à la surface de l'électrode positive.

Sous un très faible volume on réalise des condensateurs dont la capacité effective peut facilement atteindre 50 microfarads, la tension maximum étant de l'ordre de 50 volts. [1]

262. — Durée des condensateurs électrolytiques. — a) *Condensateurs à liquide.* La durée d'un condensateur à liquide est subordonnée à l'évaporation de l'électrolyte, soit sous l'influence de l'électrolyse, soit par échauffement.

1. Voir l'appendice à la fin de ce chapitre, en ce qui concerne la miniaturisation des condensateurs électrolytiques.

S'il n'y a aucune fuite, la durée de fonctionnement est extrêmement longue et se chiffre certainement, pour les modèles bien établis, par plusieurs années de fonctionnement *continu*.

Cette durée peut être réduite si le condensateur est soumis à un échauffement anormal (au-dessus de 60° centigrades, par exemple), ou s'il doit travailler au delà des limites de sécurité déterminées par le constructeur.

b) *Condensateurs secs.* — La quantité d'électrolyte immobilisée est toujours relativement faible. L'évaporation peut se manifester d'une manière beaucoup plus rapide, à moins que la substance immobilisante soit assez avide d'humidité pour en puiser dans l'atmosphère.

La durée est généralement beaucoup moins grande.

En cas de claquage, le condensateur est mis hors d'usage tout comme un condensateur au papier. On comprend, en effet, que la bande de gaze soit brûlée d'une manière définitive par le passage de la décharge à l'endroit où le claquage s'est produit.

263. — Grandeurs des condensateurs électrolytiques.

CAPACITÉ	TENSION MAXIMUM	TYPE	USAGE
8 à 32 μ F	de 320 à 575 volts.	sec ou à liquide.	Filtrage. Haute tension.
10 à 50 μ F	20 à 150 volts.	secs.	Découplage.
500 à 2 000 μ F	6 à 12 volts	secs.	Filtrage. Basse Tension.

Éléments des Filtres d'égalisation adjoints aux redresseurs

UTILISATION	VALEUR USUELLE ET NATURE de l'impédance série	VALEUR USUELLE ET NATURE des Capacités parallèles
Basse Tension (12 à 15 volts).	Inductance de 0,1 à 0,5 Henry.	Conducteurs électrochimiques 500 à 2 000 microfarads
Moyenne Tension (circuit anodique des récepteurs 600 volts maximum).	Inductance de 10 à 100 Henrys. Résistance de 500 à 3.000 ohms.	Condensateurs électrochimiques 4 à 32 μ F.
Haute Tension (circuit anodique des oscillographes).	Résistances de 10.000 à 100 000 ohms.	Condensateurs au papier de 0,1 à 1 μ F.

APPENDICE DU CHAPITRE XVI

1) Condensateurs électrolytiques au Tantale. Miniaturisation.

Le tantale jouit pratiquement des mêmes propriétés que l'aluminium. Une lame de tantale placée dans un diélectrique convenable (SO_4H_2 ou LiCl) se recouvre d'une couche d'oxyde TaO_5 dont la résistivité est très grande (de l'ordre de 10^{14} Ω/cm). Il en résulte que le courant cesse de circuler et que la lame et le liquide constituent les deux armatures d'un condensateur dont l'oxyde de tantale est le diélectrique.

On augmente la capacité en accroissant artificiellement la surface de la lame.

Mais l'emploi d'un électrolyte liquide est un inconvénient évident pour l'emploi pratique. On a donc cherché, comme pour les condensateurs à l'aluminium, à utiliser un diélectrique solide.

Dans le cas du tantale on peut utiliser le bioxyde de manganèse (MnO_2).

Les condensateurs ainsi obtenus sont caractérisés par des pertes extrêmement réduites et — en conséquence — un courant de fuite extrêmement faible, se mesurant, par exemple par une fraction de microampère. Ils sont extrêmement stables. Ils ne dégagent aucun gaz en cours de fonctionnement et peuvent, par conséquent, être enfermés dans une enveloppe étanche.

Ils conviennent pour des tensions inférieures à 60 volts et des valeurs moyennes de capacité.

Leur très faible encombrement permet de les utiliser dans les équipements dont le volume doit être très réduit (miniaturisation).

Nous publions à titre indicatif et d'après l'*Onde électrique* (fig186a (n° 386, mai 1959) une courbe donnant les variations du courant de fuite d'un condensateur au tantale de 0,6 microfarad sous 60 volts, en fonction de la température.

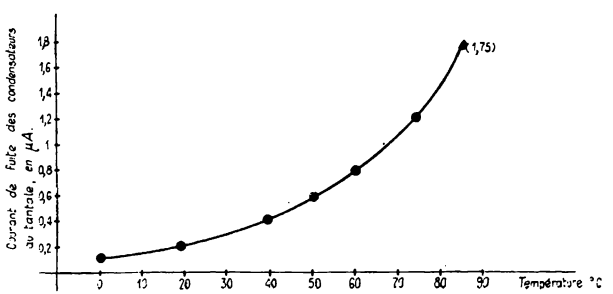


Fig. 186a

2) Condensateurs électrolytiques non polarisés pour courant alternatif.

Les condensateurs électrolytiques normaux sont polarisés. Il faut entendre par là qu'ils comportent comme des condensateurs que pour un sens déterminé de branchement. Il faut que l'électrode métallique (aluminium) soit connectée au pôle positif de la source.

Une erreur de branchement se traduit par l'apparition d'un courant de fuite très intense et la destruction presque immédiate de la pellicule d'oxyde qui sert de diélectrique. Le condensateur est mis hors d'usage très rapidement.

Il ne saurait donc être question d'utiliser les condensateurs électrolytiques en courant alternatif pur : il faut toujours s'assurer de l'existence d'une polarisation continue dans le sens correct.

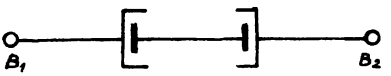


Fig. 186 *b*

Supposons que l'on branche en série et en opposition deux condensateurs électrolytiques fig. 186 *b*. On peut alors employer l'ensemble en courant alternatif pur car un des condensateurs est toujours branché dans le sens correct et bloque, par conséquent le courant de fuite.

Tel est le principe des condensateurs non polarisés qui peuvent être utilisés pour différentes applications (antiparasitage par exemple).

CHAPITRE XVII

Transformation du courant continu en courant alternatif.

264. — Généralités. — Quand on dispose d'une source de courant continu, on ne peut facilement en augmenter ou en diminuer la tension. Il n'y a pas de transformateur *statique* permettant d'élever ou d'abaisser une tension continue. Il faut avoir recours à des transformateurs tournants. Le rendement est toujours relativement faible, à cause des inévitables pertes par frottements. Ce moyen n'est industriellement justifié que pour les puissances relativement grandes. Dans ce cas, les pertes par frottements deviennent acceptables par rapport aux puissances mises en jeu.

Supposons que nous ayons à notre disposition une source continue dont la tension est de 110 volts. Nous voulons alimenter un récepteur de T. S. F. Nous verrons par la suite que l'énergie électrique nous servira :

a) à porter les cathodes à une température suffisante pour vaporiser des électrons (Source de chauffage);

b) à porter les anodes à une tension assez élevée pour attirer les électrons (Source de tension anodique).

265. — a) Source de chauffage. — Les tubes modernes sont prévus pour fonctionner sous une tension de quelques volts (6,3 volts, pour les plus nombreux modèles actuels). Le chauffage peut être assuré en alternatif ou en continu.

En partant de 110 volts, un moyen brutal consistera à absorber l'excédent de tension dans une résistance. Le procédé n'est pas économique puisqu'il consiste à perdre dans la résistance environ 95 % de l'énergie empruntée au secteur. En effet, la puissance utile est proportionnelle à 6,3 volts et la puissance perdue à 110 à 6,3 volts.

Un moyen plus élégant consistera à placer tous les tubes en série. S'il y en a un nombre suffisant on peut ne perdre qu'une fraction négligeable de tension. Mais le problème de la construction du récepteur est rendu nettement plus délicat.

Si nous disposions d'une tension alternative, un simple transformateur nous donnerait, avec un rendement excellent, la tension que nous désirons.

266. — b) Source anodique. — Elle doit obligatoirement fournir du *courant continu pur.*

Le meilleur rendement des tubes modernes ne peut être assuré que pour une tension d'au moins 200 à 250 volts.

En partant d'une tension de 110 volts continu, il n'y a aucun moyen simple d'obtenir 250 volts. Il faut donc se content de 110 volts et même, pratiquement, d'une tension encore plus réduite parce qu'il y a une chute de tension inévitable dans les circuits du filtre. On ne pourrait se dispenser du filtrage qu'au cas où la tension serait fournie par une batterie d'accumulateurs ou de piles. Nous avons appris que la tension fournie par une dynamo est en réalité, une tension ondulée.

En partant de l'alternatif, nous pouvons obtenir la tension voulue. Nous serons simplement amenés à prévoir un redresseur et un filtre.

267. — Conclusion. — Dans l'exemple cité, la transformation d'une tension continue, en tension alternative, est donc parfaitement justifiée.

268. — Méthodes de transformation. — *Commutatrice.* — La commutatrice, machine déjà étudiée sommairement plus haut, est reversible. C'est — nous le rappelons — la combinaison d'un alternateur et d'une dynamo dont les enroulements sont communs. En alimentant une commutatrice en courant continu elle fournit du courant alternatif.

Le rendement électrique des petites commutatrices (puissance de quelques dizaines de watts) est toujours assez faible.

269. — Vibreurs. Trillers. Inverters. — Réalisons le montage de la figure 187. T est un transformateur dont le circuit primaire est relié à une source de courant continu et à un interrupteur I.

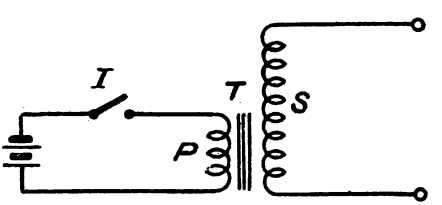


Fig. 187.

Fermons l'interrupteur I. Le courant circule dans l'enroulement primaire. Au moment de l'établissement du courant il y a une tension induite dans le secondaire, tension relativement faible, parce que la période d'établissement du courant est relativement longue à cause de la

self-induction de l'enroulement. Après cette période l'intensité de courant (dont la valeur limite est fixée par la loi d'Ohm) demeure constante.

Ouvrons l'interrupteur aussi brusquement que possible. La tension induite au secondaire peut, cette fois, être très grande, car la période de rupture peut être très brève. Nous savons, en effet, que la tension induite est proportionnelle à $\frac{dI}{dt}$ c'est-à-dire à la rapidité de la variation dI représentant la variation d'intensité pendant le temps dt.

Si nous traduisons graphiquement cette expérience, nous obtiendrons les courbes de la figure 188. L'intensité primaire est ABCD; l'intensité secondaire est A *b c d* D.

En agissant périodiquement sur l'interrupteur I nous n'obtiendrons

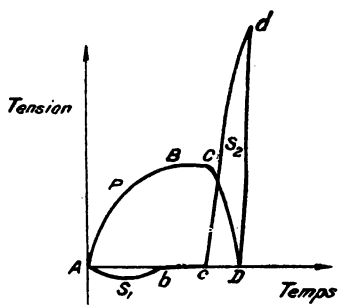


Fig. 188.

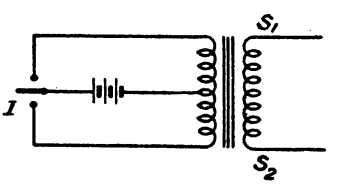


Fig. 189.

pas au secondaire une véritable tension alternative, parce que l'inégalité des tensions de fermeture et d'ouverture est trop grande.

Mais nous pouvons nous adresser au système figure 189. C'est, en quelque sorte, le montage réciproque du redressement d'une tension alternative, quand on utilise les deux alternances.

Le courant primaire sera envoyé successivement dans les deux moitiés de l'enroulement. Chaque vibration complète de I amènera le développement de tensions égales et de sens opposé entre les bornes S1 et S2. Il y aura aussi naissance de tensions en sens inverse dues à l'induction au moment de la fermeture, tensions dont la phase sera décalée. Mais on peut négliger ces tensions.

A la vérité, la tension alternative ainsi obtenue sera bien loin d'être sinusoïdale. Sa fréquence sera déterminée naturellement par la fréquence imprimée à I.

Le théorème de Fourier, déjà cité, permet de considérer cette tension complexe comme la résultante d'une tension à la fréquence de I et de

tensions dont les fréquences sont 2F, 3F, 4F, etc... F étant précisément la fréquence de I. Pour obtenir une fréquence sinusoïdale, il suffira de filtrer convenablement la tension obtenue.

Nous n'entrerons pas ici dans les détails du problème ainsi posé, bornons-nous à signaler qu'il peut être résolu pratiquement d'une manière assez simple.

270. — Quelques détails de réalisation. — Un exemple de réalisation est donné figure 190. La partie vibrante est une lame L qui porte deux contacts et une masselotte de fer doux M. La fréquence de vibration de cet ensemble est précisément celle du courant que l'on veut obtenir. Une bobine B, comportant un noyau de fer doux est placée devant M.

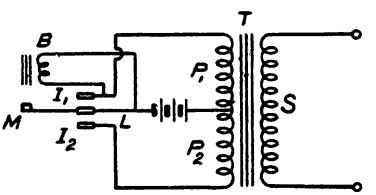


Fig. 190.

Le courant traversant B provoque l'attraction de M. Le contact I_1, est fermé, mettant B en court-circuit; le courant de la batterie traverse P_1.

Mais, comme B est en court-circuit, l'attraction cesse. La lame revient en arrière et, emportée par son mouvement, ferme le contact I_2. Le courant est alors lancé dans P_2. Nous revenons aux conditions initiales et le phénomène s'entretient de lui-même.

La tension obtenue aux bornes de S dépend :

a) de la tension primaire;

b) du rapport de transformation de T.

271. — Emploi de transistors et de thyratrons.

Dans le croquis de la figure 190 l'élément de base de la transformation du courant continu en courant alternatif est le *vibreur* qui agit très exactement comme un commutateur dirigeant le courant de la source tantôt dans une moitié de l'enroulement tantôt dans l'autre. Il est possible de remplacer cet organe mécanique par des organes purement électroniques qui se comportent éventuellement de la même manière qu'un commutateur.

Pour la basse tension on peut utiliser des *transistors* (1). Ce sont des dispositifs à trois électrodes utilisant les propriétés très particulières des *semi-conducteurs*. On peut bloquer le passage du courant en agissant sur une électrode et la résistance devient alors pratiquement infiniment grande. On peut débloquer le passage du courant et la résistance équivalente du dispositif devient alors extrêmement faible. Le vibreur de la figure 190 peut être remplacé par deux transistors. On peut ainsi réaliser des convertisseurs continu-alternatif dont le rendement est supérieur à 90 %.

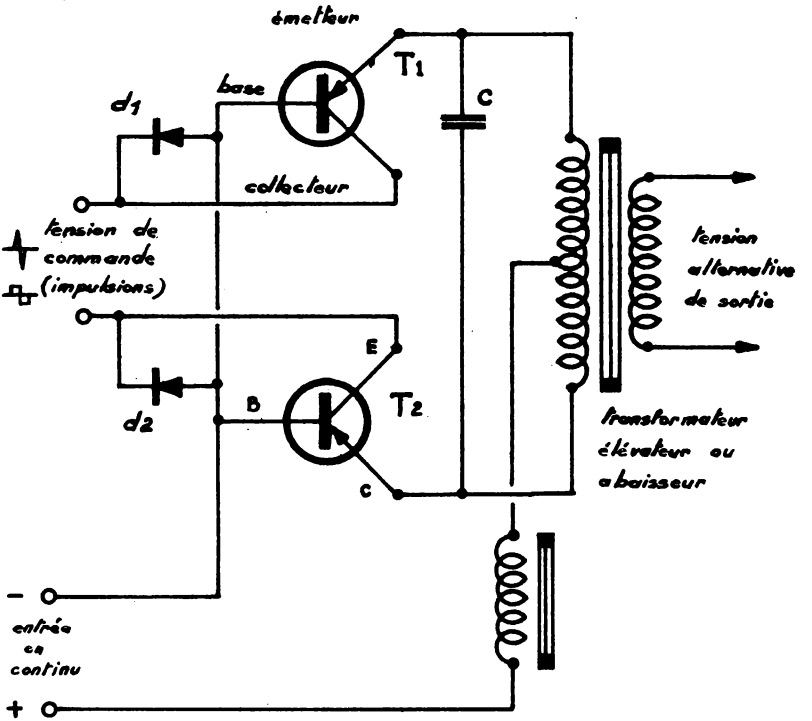


Fig. 190 bis. — T_1 et T_2 sont des transistors de puissance au silicium à seuil de déclenchement dits thyratrons, par analogie avec les tubes électroniques à gaz de même effet. La tension alternative de sortie peut être redressée et, dans ce cas, l'ensemble donne un convertisseur de tension continu-continu. d_1 et d_2 sont des diodes éliminant les courants inverses pendant les temps de blocage afin de limiter l'échauffement.

De tels dispositifs peuvent être utilisés, par exemple, dans les chemins de fer ou les autocars pour l'alimentation des lampes fluorescentes à partir de batteries à basse tension (de 6 à 32 volts).

1. Voir tome II, n° 395.

Ce qui limite actuellement l'emploi de ces convertisseurs est le prix élevé des transistors de puissance.

Quand il s'agit de tensions beaucoup plus élevées et de puissance très grandes, le commutateur peut être remplacé par des *thyratrons*.

On nomme ainsi une *valve redresseuse à gaz* munie d'une électrode de commande. On peut encore considérer le thyratron comme un tube triode à atmosphère inerte (argon, vapeur de mercure, hydrogène, etc.).

L'électrode de commande permet de commander le passage du courant. Celui-ci s'établit dans le tube sous forme d'un arc électrique et correspond par conséquent, à une chute de tension relativement faible (15 volts, par exemple) et, surtout, *indépendante* de l'intensité de courant.

Le schéma équivalent d'un thyratron est encore un commutateur. On peut ainsi réaliser des convertisseurs continu-alternatif (ondulateurs, permutateurs, etc.) de très grande puissance et avec un excellent rendement.

CHAPITRE XVIII

Introduction à l'étude de l'acoustique.

272. — Propagation d'un ébranlement dans un milieu élastique. — Entre deux points fixes tendons modérément un très long ressort à boudin (fig. 191). A une des extrémités nous serrons fortement quelques spires. Cette compression amènera naturellement une dilatation bien visible des spires voisines. Lâchons brusquement les spires comprimées. Nous observerons que la compression ainsi produite se déplace de proche

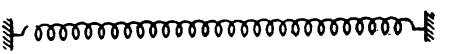


Fig. 191.

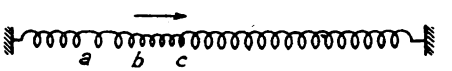


Fig. 192.

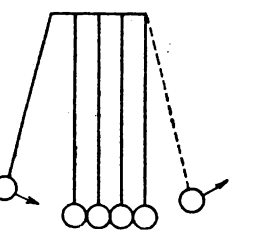


Fig. 193.

en proche, avec une *vitesse constante*, dans le sens de la flèche (fig. 192). Nous avons ainsi réalisé un ébranlement ou *onde longitudinale*, qui se transmet de proche en proche, dans le milieu élastique constitué par le ressort.

Dans cette expérience il n'y a évidemment point transport de matière, mais simplement *propagation d'un mouvement.*

C'est un phénomène absolument analogue à celui que met en évidence l'expérience de la figure 193. Six pendules sont suspendus de telle sorte que les corps pesants, constitués par des sphères métalliques pleines, soient en contact.

Si nous soulevons le pendule d'une extrémité et que nous l'abandonnions à lui-même, il vient frapper violemment son voisin. L'impulsion se transmet de proche en proche et l'on voit le sixième pendule se soulever très visiblement. Il retombe et vient, à son tour, frapper son voisin. Le mouvement recommence en sens inverse. Dans cette expérience, les quatre pendules centraux demeurent pratiquement immobiles. Ils ont transmis l'impulsion sans bouger d'une façon appréciable. Il est

évident qu'il y a eu cependant un mouvement des sphères pesantes centrales, mais ce mouvement, extrêmement rapide, est d'amplitude très faible. Le ressort de la figure 191 nous permet aussi de reproduire visiblement un *ébranlement tranversal.* On déformera le ressort, non plus dans le sens du mouvement, mais une direction perpendiculaire. Cette fois encore, on observe que la déformation se transmet de proche en

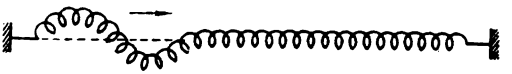


Fig. 194.

proche (fig. 194) et qu'elle se déplace le long du ressort avec une *vitesse constante,* facilement mesurable.

273. — Réflexion contre un obstacle. — Lorsque l'ébranlement arrive à l'autre extrémité fixe du ressort on assiste au phénomène de *la réflexion.* L'onde fait, en quelque sorte, machine en arrière. Toujours avec la même vitesse, elle revient vers le centre primitif de l'ébranlement. Tout se passe comme si l'extrémité avait été le siège d'un nouvel ébranlement. Toutefois, nous observerons facilement que le *phénomène s'accompagne d'un changement de marche.* Il faut entendre par là qu'à une *élongation* dans un sens (fig. 195) se substitue une élongation égale, mais

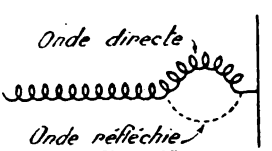


Fig. 195.

dans l'autre sens. Dans le cas d'une onde longitudinale, une compression est remplacée par une dilatation. Nous verrons un peu plus loin quelles sont les conséquences très importantes de cette observation.

274. — Propagation d'un état vibratoire. — Au lieu de communiquer un ébranlement unique au milieu élastique constitué par le ressort, on peut lui imprimer une série d'impulsions régulièrement rythmées. Les ondulations successives seront longitudinales ou transversales suivant que les impulsions seront données dans le sens du ressort ou dans un plan perpendiculaire. Il est facile de réaliser cette expérience en reliant l'extrémité du ressort à un système vibrant avec une amplitude suffisante.

275. — Fréquence. Période. Notion de longueur d'onde. — On peut caractériser le mouvement vibratoire fixe à l'aide de quelques constantes très simples : *Fréquence, période, amplitude,* dont le sens a déjà été défini dans les pages précédentes. Mais dans le cas présent, il est intéressant d'introduire la notion nouvelle de *longueur d'onde.*

Si nous considérons un point A de notre ressort (fig. 196) nous observerons qu'il passe par la position d'équilibre *a,* il s'en écarte dans un sens, atteint une *amplitude* ou *élongation maximum* A, part en sens inverse, repasse par la position *a.* A ce moment, il a décrit une demi-période ou alternance. Il continue son mouvement, atteint de nouveau, dans l'autre sens, une élongation maximum A', s'arrête, et revient passer par le point *a.* A ce moment, il a décrit une *période* complète. La mesure de la période est le temps écoulé entre le début et la fin de notre observation. La période exprime donc une durée. De la même façon nous définirons la *fréquence* qui exprime *le nombre de périodes par seconde.* Si la période d'un certain mouvement est de 1/10 de seconde, il est évident que sa fréquence est 10 périodes ou cycles par seconde (hertz).

$$T = \frac{1}{F} \text{ ou } F = \frac{1}{T}.$$

Mais on peut aussi envisager le mouvement sous un autre aspect Si nous examinons l'élongation maximum A, nous aurons l'impression d'une translation dans le sens du mouvement. C'est comme si le ressort tout entier se déplaçait. Au bout d'un instant, le point A nous semble être venu en A''. On appellera *longueur d'onde* la distance parcourue fictivement par A, *pendant une période.* Algébriquement, cette définition se traduit par l'expression :

$$\lambda = VT$$

dans laquelle λ (lettre grecque lambda) est la longueur d'onde exprimée en cm;

V la vitesse de propagation en cm/s;

T la période exprimée en s.

On comprend facilement que cette longueur d'onde représente précisément la distance qui sépare deux crêtes successives sur notre ressort. On peut donc la mesurer directement en centimètres.

Les définitions sont exactement les mêmes dans le cas d'un système d'ondes longitudinales.

276. — Autres exemples de propagation. — Lorsqu'on jette une pierre à la surface d'une pièce d'eau tranquille, on voit un bourrelet

liquide se former autour du centre de l'ébranlement. Le *rond* ainsi formé s'élargit avec une vitesse constante. Là encore il n'y a pas transport de matière mais uniquement transmission de mouvement. Un corps léger, placé à la surface du liquide, s'élève et s'abaisse avec lui mais il n'est nullement déplacé dans le sens du mouvement. Dans les exemples des figures 196 et 197, le mouvement vibratoire était transmis dans une seule direction : celle du ressort; mais dans le présent exemple, le mouvement vibratoire semble intéresser la surface liquide.

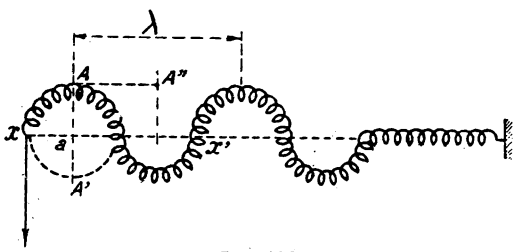


Fig. 196.

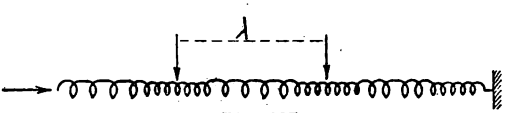


Fig. 197.

D'une manière plus générale, autour d'un point d'ébranlement situé dans un milieu élastique et isotrope [1] indéfini (dans l'air par exemple) se développent *des ondes sphériques*. Les ondes sonores se propageant également dans toutes les directions, appartiennent à cette catégorie.

Il est évident que si l'on considère la coupe d'une onde sonore par un plan passant par le centre d'ébranlement, on aura la représentation d'une *onde circulaire plane*. Si, enfin, on considère la coupe de celle-ci par un autre plan perpendiculaire, on aura l'équivalent d'une onde rectiligne.

On comprend facilement, d'après cela, comment les résultats trouvés dans ce dernier cas pourront être étendus aux cas les plus généraux.

277. — Composition de mouvements vibratoires de même fréquence. — Dans un même milieu élastique peuvent se propager simultanément plusieurs mouvements vibratoires de même fréquence. *Le*

1. *Isotrope* signifie dont les propriétés sont les mêmes dans toutes les directions.

mouvement résultant a même fréquence, l'amplitude et la phase peuvent se déduire de la construction graphique très simple, déjà exposée pour la composition des intensités ou des forces électromotrices alternatives. C'est, en effet, exactement le même problème.

Soit, par exemple, à chercher le mouvement résultant de :

$$x_0 = a \sin \omega t$$
$$x_1 = a_1 \sin (\omega t + \varphi_1)$$
$$x_2 = a_2 \sin (\omega t + \varphi_2)$$
$$x_3 = a_3 \sin (\omega t + \varphi_3)$$
etc....

A partir d'un point O, quelconque, pris pour origine, nous tracerons les différents vecteurs, proportionnels à a, a_1, a_2, a_3, etc., et faisant avec OA des angles φ_1, φ_2, φ_3 (angles qui peuvent être positifs ou négatifs). Il suffira d'établir le polygone de composition à partir d'un vecteur quelconque pour obtenir le vecteur OD', qui est proportionnel à l'amplitude résultante et dont le déphasage est φ_r.

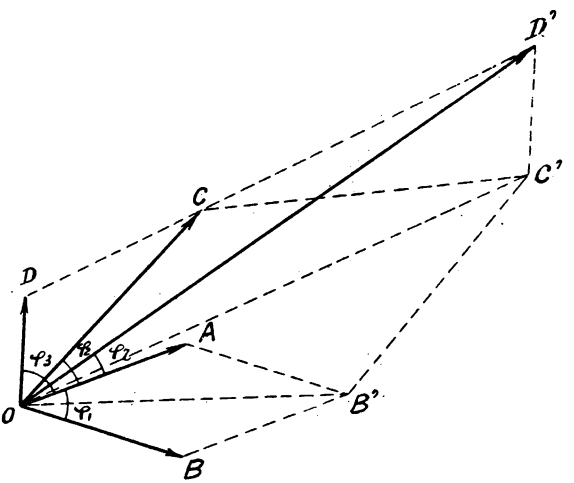


Fig. 198.

Cette construction graphique nous montre que l'intensité résultante peut parfaitement être nulle. Ce sera le cas par exemple de deux mouvements d'amplitude égale, présentant un déphasage de π. Ce sera encore le cas pour 3 mouvements égaux déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ (cas du triphasé).

D'après cela, les esprits curieux se demanderont pourquoi les sons

produits par deux instruments identiques donnent-ils *toujours l'impression d'une plus grande intensité?* Deux flûtes ou deux violons donnent une sensation plus intense qu'un seul instrument. On peut admettre que les amplitudes soient égales. Il suffirait que le déphasage soit de π pour que nous ne puissions percevoir aucun son. Pourquoi ce résultat curieux ne peut-il jamais être obtenu?

C'est, qu'en réalité, le *déphasage varie continuellement.* Dans le jeu d'un instrument, il y a de perpétuels et inévitables changements de phase. D'autre part, le son qui nous parvient n'est pas seulement celui émis directement par l'instrument, mais nous percevons aussi les vibrations réfléchies par les parois de la salle ou diffractées par les obstacles. En réalité nous n'écoutons pas deux mouvements vibratoires mais un grand nombre d'ondes sonores dont les phases varient sans cesse. Il y a autant de ces phases dans un sens que dans l'autre et, dans ce cas, on peut démontrer que l'intensité résultante est tout simplement *la somme arithmétique des intensités.*

278. — Ondes stationnaires. — En imprimant des impulsions régulières à l'extrémité du ressort, on peut, facilement, après quelques tâton-

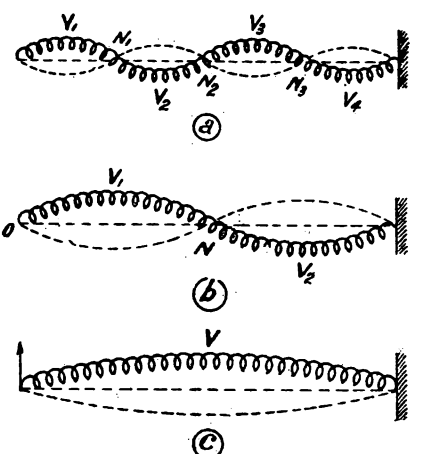


Fig. 199

nements, lui donner un des aspects de la figure 199 *a, b, c,* etc.. On n'a plus l'impression d'une propagation de mouvement le long du milieu élastique mais d'une vibration d'ensemble. Un point quelconque du milieu vibrant ne passe plus par toutes les valeurs de l'élongation entre les deux maxima

de sens contraires mais la valeur maximum de son élongation dépend de sa position par rapport à l'extrémité.

Ainsi, dans la figure 199 *c*), l'élongation maximum n'est obtenue que pour le point V, a égale distance des deux extrémités.

Dans la figure 199 *b*, qui correspond, pour le même ressort, à une fréquence double, les points V_1 et V_2 situés au 1/4 et 3/4 de la longueur totale subissent des amplitudes maxima. Par contre, le point N, situé à mi-longueur *reste constamment au repos.*

On pourrait, naturellement, obtenir d'autres répartitions. Les points comme V_1, V_2, etc... sont des *ventres de vibration;* les points comme N, N_1 etc... sont des *nœuds.*

On dit, dans ce cas, que le ressort vibrant est le siège d'un système *d'ondes stationnaires.*

279. — Interprétation du phénomène. — L'existence d'ondes stationnaires est la conséquence directe de l'observation faite plus haut, au sujet de la réflexion d'un ébranlement contre un obstacle. Nous avons observé que l'onde réfléchie, au moment où elle se produit, a une élongation égale à celle de l'onde directe, mais qu'elle est de signe contraire. Tout se passe en réalité comme si l'onde réfléchie était produite par un centre d'ébranlement situé symétriquement de l'autre côté de l'obstacle. C'est exactement ce que nous observons en regardant un objet dans un

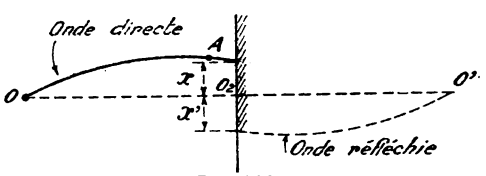


Fig. 200.

miroir. Nous avons le sentiment que l'objet observé occupe, dans l'espace, une position symétrique de sa position réelle, par rapport au plan de réflexion (fig. 200). De cette loi on tire immédiatement la conséquence que $x = x'$ (fig. 200). Cette égalité demeure vraie, quel que soit l'instant de l'observation. Nous sommes en présence de deux mouvements vibratoires de même élongation maximum, mais présentant un déphasage égal à π. Cela revient à constater que les élongations instantanées sont constamment en opposition complète. En conséquence, l'élongation au point O_2 est obligatoirement nulle.

En réalité, dans le cas particulier du ressort, il serait plus juste de considérer ce résultat comme une nécessité physique inéluctable : en effet,

nous avons indiqué que l'extrémité du ressort était fixée. Il est donc impossible qu'elle puisse entrer en vibration.

D'une manière plus générale considérons maintenant un point A situé en avant de l'obstacle, à une distance x.

Si nous prenons comme longueur de référence la distance qui sépare le centre O, de l'obstacle, l'onde directe a parcouru cette distance $— x$ et l'onde réfléchie a franchi cette distance $+ x$. L'écart entre les deux est évidemment $2x$.

A cette distance x, il faut ajouter le changement de marche $\frac{\lambda}{2}$, dû précisément au phénomène de la réflexion.

L'écart exprimé, en longueur, est donc finalement :

$$2x + \frac{\lambda}{2}.$$

Mais il est plus juste de considérer cet écart *dans l'espace* comme un écart *dans le temps*. La vitesse étant constante, le déphasage, exprimé en secondes sera :

$$\theta = \frac{\left(2x + \frac{\lambda}{2}\right)}{V}$$

V étant la vitesse de propagation (cm/s).

On peut encore exprimer ce déphasage sous forme d'un angle. On aura :

$$\varphi = \omega\theta = \frac{\omega\left(2x + \frac{\lambda}{2}\right)}{V}. \qquad (1)$$

Cette valeur est indépendante du temps. *Elle ne dépend que de* x, *c'est-à-dire la position du point considéré par rapport à l'obstacle.*

Nous pouvons, dès lors, nous expliquer le phénomène des ondes stationnaires.

Pour trouver le mouvement du point x nous serons simplement amené

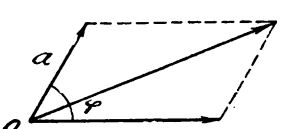


Fig. 201.

à composer deux mouvements vibratoires de même amplitude maximum a et de déphasage constant.

C'est un problème maintes fois traité dans cet ouvrage. La solution

graphique est la composition de deux vecteurs proportionnels à a, faisant entre eux l'angle φ (fig. 201).

Suivant la valeur de φ, l'amplitude maximum résultante est comprise entre 0 et 2 a. L'amplitude maximum sera égale à 2 a chaque fois que φ sera nul ou sera un multiple exact de 2 π. On peut présenter cette condition par :

$$\varphi = 2\,n\,\pi \qquad (2)$$

n étant un nombre entier quelconque et pouvant être nul.

L'amplitude sera nulle chaque fois que l'angle φ sera égal à π ou sera un multiple impair de π. Cette condition peut s'écrire :

$$\varphi = (2\,n + 1)\,\pi. \qquad (3)$$

Il est intéressant de déterminer à quelle distance de l'obstacle se situent les ventres et les nœuds de vibrations.

Nous trouverons immédiatement la réponse à cette question en égalant la valeur de φ (expression 1) aux expressions (2) ou (3). La résolution de ce calcul très simple constituera un excellent exercice.

On trouvera que les *ventres* sont situés à des distances données par la formule :

$$x_n = (2\,n - 1)\,\frac{\lambda}{4}.$$

C'est-à-dire que le premier maximum des amplitudes ou premier ventre est situé à une distance $-\frac{\lambda}{4}$ de l'obstacle, résultat obtenu en faisant $n = 0$. Le signe moins indique que le ventre est en avant de l'obstacle.

Les nœuds sont situés à des distances x_n données par :

$$x_n = -\,2\,n\,\frac{\lambda}{4}.$$

Le premier est naturellement situé sur l'obstacle lui-même ($x_n = 0$, obtenu pour $n = 0$).

Le second est situé à

$$x_{2n} = \frac{2\,\lambda}{4} \text{ (pour } n = 1).$$

Nous pouvons déduire de cela que les ventres et les nœuds alternent et sont séparés par une distance égale au 1/4 de la longueur d'onde. Cette importante remarque nous donne un moyen simple de mesurer directement la longueur d'onde[1].

1. Voir plus loin : Vérification expérimentale en acoustique.

Le calcul précédent est exactement valable pour des vibrations transversales comme pour des vibrations longitudinales. Dans ce dernier cas, on observera simplement des régions dans lesquelles les vibrations longitudinales sont intenses (ventre) et d'autres régions dans lesquelles le ressort semble être en repos complet.

280. — Lignes et surfaces nodales et ventrales. — Nous n'avons considéré que les vibrations se produisant dans un milieu linéaire. Mais il est évident que les résultats obtenus peuvent être étendus aux cas plus généraux où le mouvement vibratoire intéresse toute une surface ou tout un volume.

D'une manière générale, on constatera que les *nœuds* et les *ventres* se répartissent soit sur des lignes, soit sur des surfaces.

281. — Phénomènes de diffraction. — Imaginons un système d'ondes circulaires se propageant à la surface d'un bassin. Sur le trajet, nous

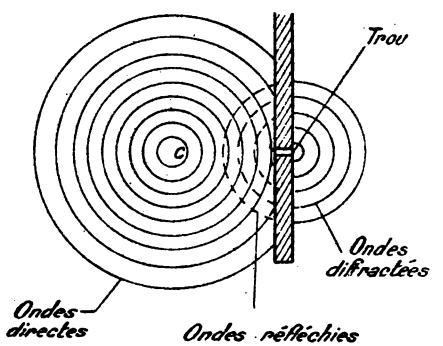


Fig. 202.

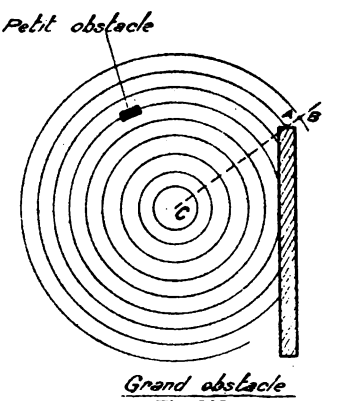


Fig. 203.

plaçons un obstacle percé d'un trou. Nous observerons que ce trou devient un nouveau centre d'ébranlement et qu'un autre système d'ondes de même fréquence se développe bientôt de l'autre côté de l'obstacle (fig. 202).

La figure 203 indique une autre forme de l'expérience. On voit les points comme A, B, etc... devenir des centres et malgré l'obstacle, le mouvement vibratoire envahit une partie du milieu situé derrière l'obstacle.

Les phénomènes de diffraction sont particulièrement nets si les dimensions de l'obstacle sont petites par rapport à la longueur d'onde. L'étude mathématique de ces phénomènes est extrêmement complexe.

282. — Interférence de deux mouvements vibratoires. Battements. — Le phénomène des ondes stationnaires, que nous venons d'étudier, est un cas particulier des *phénomènes d'interférence;* c'est-à-dire des actions réciproques de plusieurs mouvements vibratoires. Dans un milieu, parcouru par des mouvements vibratoires de caractéristiques différentes, on doit considérer que chacun d'eux agit pour son propre compte. En d'autres termes, la présence ou l'absence d'un mouvement ne modifie en rien le comportement des autres.

Des phénomènes particuliers n'apparaissent que s'il s'agit de mouvement ayant, par exemple, même fréquence.

Deux mouvements vibratoires, de fréquence *légèrement différente,* se propageront donc exactement comme si chacun d'eux était seul. *Néanmoins, l'action sur un appareil quelconque, sensible aux vibrations des deux fréquences considérées (notre oreille par exemple), peut revêtir un aspect particulier.* Il se produit alors le phénomène bien connu des *battements,* que nous allons étudier.

Soit deux mouvements sinusoïdaux ayant la même direction et dont les fréquences sont peu différentes.

$$\begin{cases} x_1 = a_1 \sin \omega_1 t \\ x_2 = a_2 \sin (\omega_2 t + \varphi). \end{cases}$$

En toute rigueur, la règle de la composition géométrique des mouvements vibratoires ne peut s'appliquer puisqu'il ne s'agit pas *de mouvements ayant même fréquence.* Mais nous tournerons la difficulté en considérant que nos deux mouvements ont même fréquence, mais que *leur déphasage est variable.*

Ce déphasage étant variable nous pouvons admettre qu'il a été nul à l'origine.

Nous représenterons les deux mouvements considérés comme deux vecteurs tournant autour du point origine O, l'un avec la vitesse angulaire ω_1, l'autre avec la vitesse angulaire ω_2. Les deux vecteurs, représentant la variation de phase relative s'écarteront donc l'un de l'autre avec *la vitesse angulaire* : ω_1-ω_2, *c'est-à-dire avec une vitesse constante.* Cette observation nous permet d'imaginer la construction suivante (fig. 204) :

D'un point O comme origine nous tracerons le vecteur OA, proportionnel à l'amplitude maximum a_1 du premier mouvement. A partir du point A ainsi déterminé nous tracerons un second vecteur AB, proportionnel à a_2 faisant un angle égal au déphasage existant à l'instant considéré. Mais ce déphasage croît proportionnellement au temps. *Nous pouvons donc représenter le second mouvement comme un vecteur AB, tournant*

autour du point A avec la vitesse $\omega_1 - \omega_2$. Il tournera dans un sens ou dans l'autre suivant que ω_1 sera plus grand ou plus petit que ω_2.

L'amplitude maximum résultante au moment considéré sera OB.

Le simple examen du graphique nous montre que l'élongation maximum

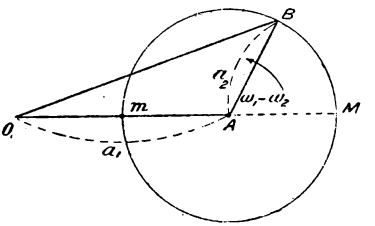


Fig. 204.

résultante OB varie *à la fréquence* $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2\pi}$, *entre un minimum* Om *voisin de* $a_1 - a_2$ *et un maximum* OM *voisin de* $a_1 + a_2$.

Mais, il importe de souligner que $\omega_1 - \omega_2$ *n'est pas la pulsation du mouvement résultant.*

En effet, pour calculer celle-ci, *il faut songer que le vecteur OA tourne autour de O avec la vitesse angulaire* ω_1 pendant que B tourne autour de A avec la vitesse $\omega_1 - \omega_2$. Pour obtenir le mouvement résultant il faudrait chercher le mouvement de la projection de B sur un axe : ce serait extrêmement compliqué.

En réalité, le mouvement d'un point *du milieu n'est pas périodique.* Il passe par sa position d'équilibre au bout de temps successifs *qui ne sont pas rigoureusement égaux.* On ne peut définir qu'une *pseudo-fréquence,* comprise entre f_1 et f_2 si f_1 et f_2 sont les fréquences de deux mouvements considérés. Mais l'amplitude maximum du mouvement résultant varie suivant un rythme *parfaitement périodique.*

On peut s'expliquer le mécanisme et l'allure des battements avec la construction de la figure 205. Nous avons représenté les deux mouvements par deux sinusoïdes I et II dont nous avons additionné géométriquement les amplitudes.

La *période* du premier est légèrement plus courte que celle du second. Le départ a lieu en opposition de phase, c'est-à-dire que les deux courbes passent ensemble par zéro, en allant en sens contraire.

L'amplitude maximum de la première sinusoïde est de 20 mm.; celle de la seconde est de 10 mm.

La courbe résultante a une pseudo-fréquence comprise entre celle des deux composantes. Son amplitude maximum est d'environ 30 mm. Si l'on trace *l'enveloppe* (courbe en trait mixte) de cette courbe, *c'est une*

sinusoïde dont la fréquence est $f_1 - f_2$. L'ordonnée maximum de cette *enveloppe* est *rigoureusement* de 30 mm. (soit la somme des amplitudes maxima), l'ordonnée minimum est de 10 mm. (soit la différence des amplitudes maxima).

Si les amplitudes maximum des deux mouvements étaient égales, la courbe enveloppe serait tangente à l'axe des temps.

283. — Première remarque (ondes stationnaires). — On peut considérer le problème des ondes stationnaires comme un cas particulier du problème des interférences. Il correspond en effet à l'interférence de deux mouvements vibratoires de même fréquence et de même amplitude, se propageant en sens inverse. Les *battements* produits sont, en quelque sorte, *figés dans l'espace* d'où le nom d'ondes stationnaires.

Si les fréquences diffèrent légèrement, on peut considérer que le système des ondes d'interférence, n'est plus fixe dans l'espace, mais se déplace tout d'un bloc avec une vitesse qui dépend précisément de la différence de fréquence.

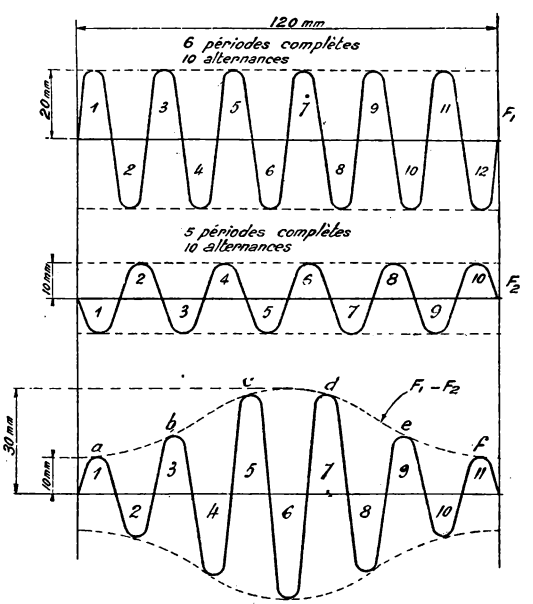


Fig. 205.

284. — Remarque très importante sur les battements (effets stroboscopiques). — Il importe de considérer les constructions des figures 204 et 205 non pas comme la traduction d'une *réalité physique*

mais comme celle d'une *vue de l'esprit.* Les battements n'ont, en eux-mêmes, aucune espèce de réalité. Ils n'existent que pour un système sensible à la fois aux deux fréquences considérées. Quelques exemples feront mieux comprendre ce qu'il faut entendre par là.

Dans un milieu élastique se propagent les mouvements F1 et F2. Si nous utilisons un récepteur qui soit *sélectif*, c'est-à-dire qui ne soit sensible qu'à la fréquence F_1, nous pourrons en détecter l'existence sans que la présence ou l'absence de F2 se traduise d'une manière quelconque. Par contre, si nous utilisons un récepteur sensible à la fois aux fréquences F_1 et F_2 nous observerons évidemment des maxima et des minima d'amplitude. Ce récepteur peu sélectif jouera, en quelque sorte, le rôle d'un intégrateur.

De même, si nous examinons une hélice qui fait 1.000 tours par minute à l'aide d'une lampe à néon qui éclaire 1060 fois par minute, nous verrons *tourner* l'hélice à raison de 60 tours par minute, ou à un tour par seconde. Cette rotation lente acquerra à nos yeux l'apparence de réalité absolue : nous distinguerons sans peine les plus petits défauts du bois, comme si l'hélice était immobile. Mais il est évident que ce mouvement ralenti n'est qu'une apparence. Il serait vain, et plutôt dangereux, d'en vouloir croire nos yeux. Nous serions immédiatement rappelé à la réalité brutale s'il nous prenait fantaisie de placer notre doigt sur le trajet de l'hélice sous prétexte que nous aurons le temps de le retirer...

285. — Application des battements. — Le phénomène des battements, aspect particulier des *phénomènes stroboscopiques*, a reçu en physique de très nombreuses applications. Nous nous bornons à en citer quelques-unes des plus importantes :

a) Mesure et vérification des vitesses de rotation.
b) Mesure des fréquences (par comparaison).
c) Mesure directe des longueurs d'ondes.
d) Vérification des courbures de lentilles (optique).
e) Réception par changement de fréquence (radio).

286. — Composition de mouvements. Partiels-Harmoniques. — Dans les paragraphes précédents, nous avons étudié le mouvement résultant des molécules du milieu de propagation quand deux mouvements vibratoires se produisent simultanément.

Le problème général serait l'étude d'un mouvement résultant de l'ac-

tion simultanée d'une série de mouvements simples dits : *partiels*. Ceux-ci seront par exemple :

$$\begin{aligned} x_1 &= a_1 \sin \omega_1 t \\ x_2 &= a_2 \sin (\omega_2 t + \varphi_2) \\ x_3 &= a_3 \sin (\omega_3 t + \varphi_3) \\ x_i &= a_i \sin (\omega_i t + \varphi_i) \\ &\text{etc...} \\ x_n &= a_n \sin (\omega_n t + \varphi_n). \end{aligned}$$

Le mouvement x_1, correspondant à la fréquence la plus faible est le *fondamental*.

Chacun de ces mouvements est un *partiel;* il est caractérisé par son amplitude maximum, sa pulsation, et son déphasage.

On appelle *spectre du mouvement résultant* un graphique obtenu en portant normalement à un axe gradué en fréquences une longueur égale

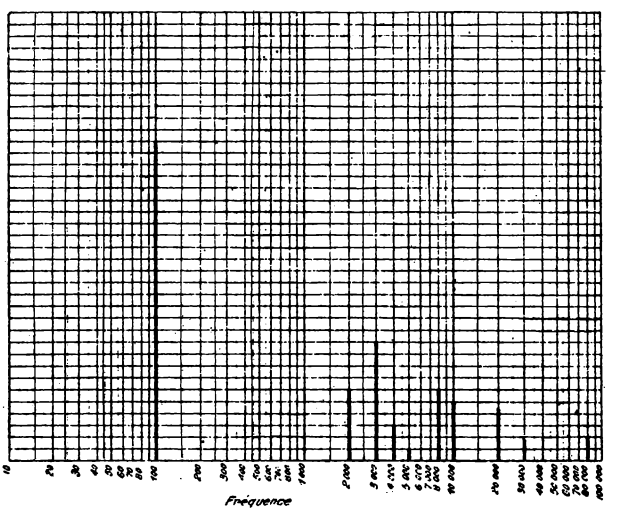


Fig. 206.

à l'amplitude maximum. Ce spectre ne donne qu'une idée approchée des caractéristiques physiques du mouvement. En effet, il ne tient pas compte des différences de phases. Ce facteur peut avoir une importance considérable sur la forme graphique des vibrations, mais il n'a aucune importance acoustiquement car la sensation *de timbre* [1] ne dépend pas de la phase des partiels.

1. Voir plus loin.

Il arrive souvent que les *partiels* ont des fréquences qui sont des multiples exacts du *fondamental*. On les appelle des *mouvements harmoniques* ou plus simplement des *harmoniques*.

Le spectre donné figure 206 comporte exclusivement des harmoniques.

287. — Problème inverse. Série de Fourier. — Nous avons déjà indiqué qu'un *mouvement périodique* quelconque peut être considéré comme la résultante d'un mouvement fondamental et d'une série d'harmoniques. En pratique le problème inverse du précédent se pose d'une manière beaucoup plus fréquente. On est, par exemple, en présence d'une forme de vibration donnée et il s'agit de fixer *l'amplitude et le rang* des harmoniques et du mouvement fondamental.

Ce problème peut se traiter par le calcul. Différentes méthodes pratiques ont été imaginées sur lesquelles nous ne pouvons donner ici aucun détail.

Il existe aussi des *analyseurs* qui permettent de tracer directement un spectre en partant d'une courbe. Ces analyseurs peuvent être graphiques ou électriques.

Ces machines permettent facilement de montrer qu'à une courbe abrupte, avec des discontinuités ou des points d'inflexion correspondent toujours des harmoniques de rang très élevé et de grande amplitude.

On exprime le *taux* d'un harmonique en prenant pour unité celle du *mouvement fondamental*. On dira, par exemple, que le *taux* de l'harmonique 2 est de 0,1 ou, encore, de 10 % quand son amplitude correspond à 1 pour une amplitude fondamentale de 10.

CHAPITRE XIX

Vibrations sonores.

288. — Son. Propagation des sons. — Lorsqu'on frappe les branches d'un diapason, lorsqu'on pince une corde de violon, notre oreille perçoit un son. Il est facile de relier la sensation sonore à la vibration élastique. Si la corde d'un violon ou une branche de diapason est munie d'un index léger sous lequel se déroule régulièrement une bande enduite de noir de fumée, la courbe tracée est à peu près sinusoïdale (fig. 207).

Comment percevons-nous les sons? La vibration élastique se transmet à l'air ambiant, exactement comme le choc d'une pierre sur une eau tranquille ou un ébranlement le long d'un ressort se transmet de proche en proche. Toutefois, dans un milieu homogène, l'onde sonore n'intéresse pas seulement une ligne ou un plan, elle est sphérique; c'est-à-dire qu'elle se développe avec la même vitesse dans les trois dimensions.

Il est facile de montrer la nécessité d'un milieu élastique pour la propagation du son.

Sous une cloche de verre en communication avec une machine pneumatique, on dispose un petit timbre actionné par un mécanisme d'horlogerie, ou encore, une sonnette électrique. La source sonore est posée sur un épais tampon de caoutchouc mousse (fig. 208).

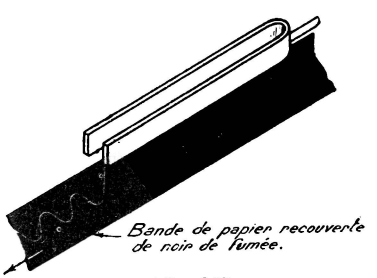


Fig. 207.

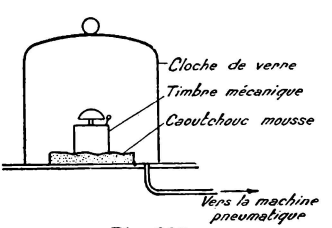


Fig. 208.

A l'extérieur de la cloche, on perçoit facilement le son. Mais à mesure que l'on fait le vide sous la cloche on observe que la source sonore semble s'éloigner. Lorsque le vide est suffisant, on continue *de voir* le marteau frapper le timbre, mais notre oreille ne perçoit plus rien.

Les corps solides, les liquides, les gaz sous une pression suffisante conduisent les vibrations élastiques. La vitesse de propagation dépend du milieu. Elle est de l'ordre de 340 mètres par seconde dans l'air, à la température et à la pression habituelles; de l'ordre de 1 500 mètres dans les liquides; de 3 000 à 4.000 mètres dans les solides. Lorsqu'il s'agit d'un ébranlement d'une amplitude considérable, la vitesse du *front d'onde* peut dépasser largement la vitesse du son. Une expérience faite à La Courneuve a permis de calculer que, dans l'air, cette vitesse pouvait atteindre 6 000 m /s. Mais les conditions normales sont retrouvées à quelques centaines de mètres du lieu de l'ébranlement.

289. — Mécanisme de la propagation. — Les vibrations du corps sonore impriment à l'air ambiant des variations de pression instantanée qui se transmettent de proche en proche.

La pression atmosphérique dans un endroit donné est mesurée d'une manière précise par un baromètre. Elle est, par exemple, égale à 76 centimètres de mercure (pression moyenne au niveau de la mer).

Si le baromètre était un instrument absolument dénué d'inertie, il nous montrerait qu'au voisinage d'un corps sonore la pression instantanée varie périodiquement. Elle est de 76 centimètres en moyenne, mais augmente progressivement, passe par un maximum égal à $76 + x$, décroît, redevient égale à 76 centimètres, continue à diminuer jusqu'à $76 - x$..... etc.....

Les variations de pression se propagent précisément avec la vitesse que nous avons définie comme vitesse du son.

De même que l'ondulation imprimée à la surface d'un liquide n'entraîne point le liquide, de même, la vibration sonore n'entraîne pas les molécules d'air. Il n'y a pas déplacement d'air, mais transmission d'une pression.

En d'autres termes, le phénomène vibratoire est caractérisé par le déplacement d'ondes de pression et de raréfaction successives.

Un fluide élastique, ou, d'une manière générale, tout corps doué d'élasticité est composé de molécules identiques, placées à une certaine distance les unes des autres.

Quand le milieu est en repos les diverses molécules sont, en moyenne [1], également écartées les unes des autres. On peut donc représenter le milieu élastique au repos comme nous l'avons fait figure 209.

1. En réalité, ainsi que nous avons déjà eu l'occasion de le signaler dans cet ouvrage, ces molécules ne sont au repos qu'au zéro absolu (— 273° centigrades). Leur agitation dépend de la température. Mais dans le cas présent on peut faire abstraction de cette *agitation thermique* qui ne change rien aux conclusions.

Le milieu vibrant peut être représenté comme sur la figure 209.

On peut distinguer : a) *la pression instantanée* qui est proportionnelle au nombre de molécules dans l'unité de volume.

b) *La vélocité des molécules* (ou vitesse maximum de déplacement). — La pression instantanée varie périodiquement. A un moment donné la répartition des molécules est celle de la figure 210, un moment après

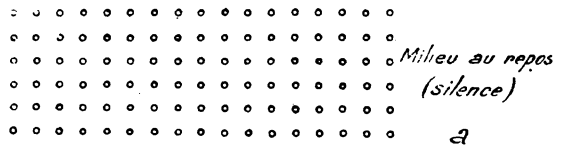


Fig. 209.

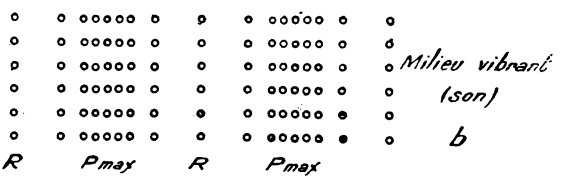


Fig. 210.

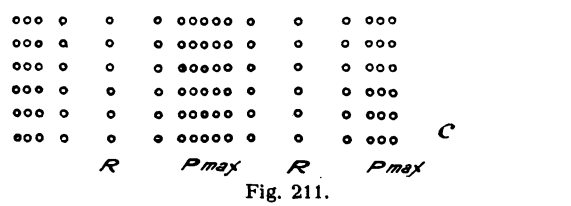


Fig. 211.

(1/2 période) elle sera celle de la figure 211. L'onde de pression se déplace avec une vitesse constante, *mais les molécules occupent toujours la même position moyenne.* Elles oscillent sur place, d'un mouvement pendulaire s'il s'agit d'un son simple, exactement comme oscillent les électrons dans le courant alternatif. On pourrait définir *la pression maximum* et *la pression efficace* comme on a défini I_{eff} et E_{eff} en courant alternatif.

Cette figuration schématique nous fait comprendre que la pression moyenne demeure invariable. L'intensité du son est liée à l'amplitude de déplacement des molécules, c'est-à-dire à la *pression maximum.*

La vélocité des molécules, c'est la vitesse maximum qu'elles atteignent dans leur mouvement vibratoire. Dans les conditions ordinaires *vélocité* et *pression efficace (ou pression maximum)* sont proportionnelles. Néanmoins il y a une distinction très importante entre les deux constantes :

la pression en un endroit donné est un phénomène *non dirigé*, alors que *la vélocité admet une direction*. Nous aurons l'occasion de voir l'application de ces conceptions quand nous étudierons les microphones.

290. — Les caractéristiques du son. — La *hauteur*, le *timbre*, l'*intensité* sont les caractères principaux d'un son.

Hauteur et fréquence. Limites des sons [1]. *Infra-sons. Ultra-sons.* — L'oreille nous permet de distinguer les sons graves des sons aigus. Un son grave correspond à une fréquence faible ou basse; un son aigu à une fréquence élevée ou haute.

On admet généralement que notre oreille nous fournit une sensation sonore, pour les vibrations comprises entre 16 et 32 000 périodes par seconde. Certains physiciens enferment les limites d'audibilité entre 16 et 12 000 ou 16 000 périodes. Ce manque de précision s'explique facilement parce qu'il faut faire intervenir le *seuil d'audibilité*. Il faut, par exemple, mettre en jeu *une puissance acoustique* beaucoup plus considérable pour que les vibrations extrêmes soient perçues par notre oreille.

En conséquence, plus la puissance acoustique sera faible et plus les limites d'audibilité sembleront réduites.

Nous reviendrons en détail sur ces phénomènes un peu plus loin.

Les sons les plus graves sont ceux qui sont produits par les plus longs tuyaux d'orgue (32 périodes par seconde). Les sons fondamentaux les plus aigus sont produits par les vibrations d'ailes de certains insectes (de l'ordre de 16 000 périodes par seconde).

Ces chiffres sont relatifs à des fréquences sinusoïdales pures. La détermination n'est pas très facile parce qu'elle dépend des individus. Au-dessous de 16 périodes, on n'éprouve point véritablement une *sensation sonore*, les vibrations semblent être entendues à *l'intérieur du crâne*, comme une succession de chocs séparés.

Entre 16 et 40 périodes on perçoit généralement une sorte de bourdonnement ou de roulement continu qui n'a point exactement le caractère d'un son musical. Ce caractère particulier n'est senti qu'à partir de la vibration 40 périodes/seconde (mi_0). Les sons situés au-dessous de la limite d'audibilité sont les *infra-sons*.

La détermination de la limite supérieure varie beaucoup plus encore avec les individus. Pour une même personne elle varie considérablement avec l'âge. Les enfants sont très nettement sensibles à la fréquence 20 000 alors que les vieillards ne perçoivent pratiquement rien au-delà de 12 000 cycles. Il importe beaucoup que l'expérience soit faite avec

1. Voir note importante dans l'appendice, page 318.

une vibration sinusoïdale pure, comme celle que donne, par exemple, un générateur hétérodyne à battements.

Les vibrations dont la fréquence dépasse la limite supérieure d'audibilité sont des *ultra-sons*.

291. — Le timbre. Sons purs. Sons complexes. Sons musicaux. — Le timbre d'un son est cette caractéristique qui permet de distinguer la même note jouée par deux instruments différents. Le *la* d'un violon est différent du *la* de la flûte, et tous deux sont différents du *la* de la clarinette ou du hautbois. On assimile parfois le timbre à *la couleur* d'un son.

En général, la vibration sonore n'est pas une vibration pure, c'est-à-dire *qu'on ne peut lui faire correspondre une sinusoïde*, parce que, précisément, les variations de pression instantanées ne varient pas sinusoïdalement avec le temps. Elle est, au contraire, *complexe*. Le graphique correspondant paraît, par conséquent, une somme de sinusoïdes. En termes plus explicites, on peut préciser qu'elle est constituée par une *vibration fondamentale*, qui correspond à la fréquence ou hauteur du son et des *partiels*. Ce sont ces derniers qui déterminent le timbre. Quand les sons accessoires sont des multiples exacts du son fondamental on dit qu'il s'agit de *sons* ou *vibrations* harmoniques, ou, simplement, *d'harmoniques*. On est alors en présence d'un son musical. Quand les sons accessoires n'ont pas des fréquences multiples exactes de la fondamentale, on est en présence d'un *bruit* plutôt que d'un *son*. Toutefois, il n'existe pas de frontières bien nettes entre le son musical et le bruit. Un son de cloche peut comporter des partiels importants, le xylophone est un instrument musical qui utilise des *bruits*.

C'est la richesse ou la pauvreté en harmoniques qui colorent une sonorité.

Le son *pur* est un sifflement doux et terne, comme celui de la flûte, par exemple. Les instruments à cordes comme le violon, le violoncelle sont riches en harmoniques des premiers rangs (jusqu'au sixième). Ils ont des sonorités colorées et, en même temps, se prêtent particulièrement bien à l'*expression* des nuances. Dans les *cuivres* les harmoniques supérieurs sont très intenses; les sonorités sont éclatantes et puissantes mais ces instruments se prêtent plus difficilement à la traduction des nuances.

Il faut souligner que chaque harmonique agit séparément sur l'oreille. Ainsi, on peut réaliser la synthèse de certains timbres en dosant des vibrations harmoniques de sources séparées. C'est la démonstration évidente que la couleur d'un son ne dépend que de son *spectre* et non pas des relations de phases entre harmoniques. Cela montre aussi que la

forme graphique de la vibration n'est qu'une vue de l'esprit. Deux vibrations peuvent avoir des tracés graphiques très différents et se traduire par des sensations identiques. Par exemple, les vibrations représentées figures 212 et 213 ont le même spectre, mais elles ont une forme très nettement différente, obtenue en décalant l'harmonique 2 d'un angle égal à π.

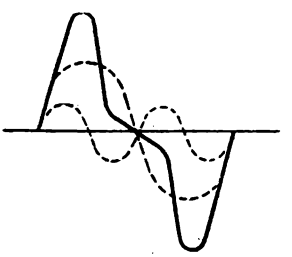


Fig. 212.

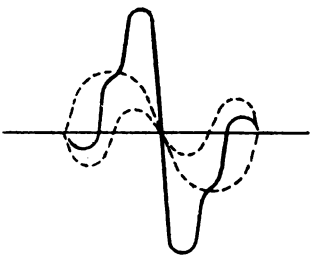


Fig. 213.

292. — Intensité et puissance acoustique. — L'intensité d'un son dépend naturellement de l'amplitude des vibrations imprimées à l'air. L'intensité d'un son s'exprime donc par l'amplitude totale de la variation de pression du fluide propagateur : l'air, dans les cas les plus usuels.

Il ne faut pas confondre l'intensité de la vibration initiale et *l'intensité du son*. Faisons vibrer les branches d'un diapason en maintenant le pied du diapason entre deux doigts. Le son perçu sera faible et s'éteindra très rapidement.

Faisons la même expérience en appuyant, cette fois, le pied du diapason sur une planchette légère, sur une vitre, etc... L'intensité perçue sera considérablement plus grande. Le phénomène sonore semblera durer beaucoup plus longtemps. C'est uniquement parce que la planchette ou la vitre ont permis de communiquer à l'air ambiant les vibrations mécaniques avec un rendement bien meilleur.

En réalité, le diapason, pas plus que la corde qui vibre, ne produisent de sons. Ils sont l'objet d'une vibration mécanique ou élastique. Pour qu'il y ait production d'un son, il faut que cette vibration soit transmise à l'air sous la forme déjà indiquée : variations périodiques de pression.

L'intensité d'un son en un point donné se mesurera tout simplement par la valeur de la *pression efficace* en ce point.

$$\text{Pression efficace} = \frac{\text{Pression maximum}}{\sqrt{2}}.$$

On dira, par exemple, que tel son a une intensité de 10 baryes. On pourra dire aussi que l'intensité est de 10 dynes par cm², ce qui reviendra

au même puisqu'une barye correspond à une pression de une dyne par cm^2.

On peut définir aussi la puissance rayonnée à travers une surface S par une source sonore. Cette puissance est proportionnelle :

1° à la surface considérée;

2° au carré de la pression efficace;

3° à un facteur qui dépend du milieu.

Elle s'exprimera généralement en microwatts. La puissance rayonnée par la parole normale est de quelques microwatts. Un chanteur d'Opéra peut atteindre 20 000 microwatts. Un orchestre symphonique peut produire 10^7 microwatts ou 10 watts acoustiques.

293. — Rayons sonores. Réflexion. Diffraction. Écho. — Dans un milieu homogène, le son se propage en ligne droite : aussi, est-il possible de définir les *rayons sonores* comme on définit un rayon lumineux. Toutefois, une importante distinction doit être faite.

Un rayon lumineux ne contourne pratiquement pas un obstacle. Le phénomène de la *diffraction* ne peut être mis en évidence que dans certains cas particuliers, en prenant des précautions minutieuses. Il est, au contraire, très fréquent en acoustique. On constate qu'un obstacle pour la vue n'est pas un obstacle pour le son, même si cet obstacle est absolument *insonore*. Cela tient à ce fait que les longueurs d'ondes acoustiques usuelles sont de l'ordre du mètre et que les obstacles ordinaires n'ont guère des dimensions supérieures. C'est une circonstance tout à fait favorable à l'apparition des phénomènes de diffraction.

C'est pour cette raison qu'il est difficile de mettre en évidence une *ombre portée acoustique*. On peut cependant y parvenir d'une manière tout à fait nette en utilisant des fréquences de l'ordre de 10 000 cycles (longueur d'onde acoustique de l'ordre de 3 cm).

Lorsque les dimensions de l'obstacle sont grandes par rapport à la longueur d'onde il y a production d'ondes stationnaires s'il s'agit d'un *son continu* et d'un *écho* s'il s'agit de sons discontinus.

Notre oreille ne peut *séparer* deux sons que s'ils se succèdent à un intervalle d'au moins 1/10 de seconde. Or, pendant 1/10 de seconde, le son parcourt une distance de $340 \times 0{,}1$ ou 34 mètres.

En conséquence, nous distinguerons un *écho* séparé si la distance entre la source sonore et l'obstacle est d'au moins

$$\frac{34}{2} = 17 \text{ mètres.}$$

Le son peut aussi rencontrer plusieurs obstacles successifs. Dans ce cas,

il y a plusieurs échos. Certains sont célèbres, par exemple celui de Woodstock-Park près d'Oxford qui répète jusqu'à vingt fois une syllabe.

Dans de nombreux cas, pour les raisons exposées plus haut, les échos ne sont produits, en réalité, que par des phénomènes de diffraction avec direction favorisée.

294. — Milieu hétérogène. Réfraction. — Le son se propage parfaitement dans les solides ou dans des liquides, par contre sa vitesse y est notoirement différente.

Un rayon sonore peut passer d'un milieu dans un autre. Ainsi une mine sous-marine provoque un son aérien. Au passage du rayon sonore entre l'eau et l'air, il y a *réfraction*, c'est-à-dire un brusque changement de direction. Toutefois la plus grande partie de l'énergie sonore est réfléchie. On peut démontrer que, dans le cas d'une intersurface eau-air, la puissance transmise dans le second milieu n'est que d'environ 1/895 de la puissance produite.

C'est cette remarque qu'on utilise pour la réalisation d'*isolements sonores*. On arrivera à ce but en enfermant une lame d'air entre deux cloisons solides n'ayant directement aucun point de contact. C'est aussi pour la même raison que les matériaux poreux (liège, caoutchouc mousse, sciure de bois, paille comprimée) sont à peu près opaques aux rayons sonores.

La vitesse du son dans l'air dépend assez fortement de la température. En été, la température au niveau du sol est beaucoup plus élevée qu'à une certaine hauteur. Il peut y avoir une différence notable sur quelques décimètres seulement. D'autre part il y a des discontinuités entre la température en plein soleil et, par exemple, la température à l'ombre d'une maison. Ces variations de vitesse se traduisent pratiquement *par un défaut de transparence acoustique*. Aussi, par les fortes chaleurs de l'été, les sons se propagent-ils beaucoup moins loin que pendant les claires nuits d'hiver. Par contre, la neige non tassée est une substance presque parfaitement insonore qui absorbe les vibrations, d'où le silence presque absolu des campagnes recouvertes de neige.

295. — Interférence des sons. — Deux vibrations sonores peuvent interférer en donnant naissance à des *battements* [1]. La fréquence des battements est égale à la différence des fréquences. Auditivement, les battements se traduisent par des renforcements et des diminutions périodiques d'intensité.

1. Notre oreille perçoit les *battements* parce qu'elle est sensible aux deux fréquences considérées.

Le phénomène est facilement observable lorsqu'on écoute un avion bi-moteur à une certaine distance. Les deux moteurs présentent forcément une légère différence de marche et les sons produits ont des fréquences légèrement différentes.

Les différents rayons sonores d'une même source peuvent interférer entre eux. Il suffit pour cela qu'ils n'aient point parcouru des chemins égaux et que, par conséquent, ils présentent une différence de phase. Le problème a déjà été traité quand nous avons entrepris l'étude générale des mouvements vibratoires. Nous sommes arrivés à cette conclusion que cette interférence se traduit par l'apparition de *ventres* et de *nœuds* d'intensités. Le système de ventres et de nœuds est stationnaire.

C'est un peu le même cas que l'interférence entre deux ondes de fréquence différente. Il y a production de battements; mais, ici, ces battements sont, en quelque sorte, *figés dans l'espace*. Si nous plaçons notre oreille en un ventre d'intensité, nous entendrons un son plus fort, si nous la plaçons en un nœud nous n'entendrons rien du tout. Ainsi, du bruit, ajouté à du bruit peut produire du silence. Nous retrouverons ce même phénomène étrange en radio (fading ou évanouissement).

296. — Effet Doppler. — Lorsqu'une locomotive siffle en passant rapidement devant nous, nous observons, au moment du passage, une brusque modification de la hauteur du son. De même, lorsqu'une automobile allant à une vitesse suffisante, nous croise en faisant fonctionner son avertisseur. Le phénomène est encore plus net lorsqu'on est soi-même dans une automobile qui se déplace dans le sens opposé, car la vitesse relative est égale à la somme des vitesses.

Ce phénomène est connu sous le nom d'*Effet Doppler*. Lorsque la source sonore est en mouvement, la fréquence des sons perçus à poste fixe est différente de la fréquence de la source. Cela se conçoit facilement. Pendant le temps nécessaire à la production d'une vibration, la source se déplace d'une quantité appréciable. La vibration suivante mettra donc un temps un peu moins long pour nous parvenir puisque la source sera plus proche. Et cela se reproduit pour chacune des vibrations successives. Il y aura donc une augmentation apparente de la fréquence émise. Après être passée près de nous, la source sonore cessera de s'approcher pour s'éloigner et le phénomène changera de sens. Ainsi donc la fréquence apparente sera diminuée. Aussi, au moment même du passage, observerons-nous une brusque baisse de tonalité.

Notons d'ailleurs que la mesure de ce changement de fréquence apparente nous permet de calculer très exactement la vitesse relative du mobile.

Le même effet existe pour les vibrations lumineuses et a permis de mesurer la vitesse relative de certaines étoiles qui s'approchent ou s'éloignent de la terre.

297. — Acoustique des salles. Temps de réverbération. — Les rayons sonores issus d'un point d'une salle se propagent en ligne droite jusqu'aux parois, qui les réfléchissent, ou les diffractent. A chaque angle, des phénomènes de diffraction se produisent. Les différents rayons sonores : directs, réfléchis, diffractés interfèrent entre eux. On conçoit que l'étude acoustique d'une salle soit extrêmement difficile.

Il faut faire intervenir non seulement la forme de la salle, mais la nature des matériaux utilisés.

Des parois de marbre poli réfléchissent le son sans l'absorber; des parois recouvertes d'étoffes, de feutre ou de liège l'absorbent intégralement. Les musiciens jugent que les deux extrêmes sont aussi détestables.

L'acoustique des salles est une science qui commence à peine à sortir de l'empirisme. Les résultats qu'elle donne sont encore décevants. Parmi les facteurs que les spécialistes font intervenir, l'un des plus importants est le *Temps de réverbération.*

Si les parois d'une salle étaient des réflecteurs sonores parfaits, il est évident qu'un son produit à l'intérieur ne s'éteindrait jamais. Les rayons sonores seraient indéfiniment réfléchis. Pratiquement, on constate que le son s'éteint au bout d'un temps plus ou moins long. *Sabine*, physicien américain, a défini le *Temps de réverbération* d'une salle comme la durée nécessaire pour qu'un son produit soit réduit à une intensité correspondant au millionième de sa valeur. Certaines églises vides ont un temps de réverbération qui atteint 10 à 12 secondes.

Nous avons écrit : églises *vides*. C'est qu'en effet l'acoustique d'une salle est modifiée profondément par la présence d'un public.

On comprend facilement que les rayons sonores qui, depuis la source, parviennent à l'oreille de l'auditeur puissent emprunter des chemins différents. Des phénomènes d'interférence peuvent donc prendre naissance. Cela explique que l'audition puisse varier considérablement en divers endroits et que, fréquemment, on puisse entendre mieux tout en étant plus éloigné de la source sonore.

De plus, certains échos déplaisants peuvent se manifester et diminuer considérablement la netteté des sons perçus.

L'architecte et l'ingénieur du son doivent s'inspirer de toutes ces considérations quand il s'agit d'établir une salle d'audition. On modifie l'acoustique d'une salle en utilisant judicieusement certains matériaux

absorbants ou en modifiant la forme ou l'étendue de certaines surfaces.

Des méthodes modernes permettent d'étudier empiriquement l'acoustique des salles en utilisant des maquettes ou modèles réduits.

298. — Note sur les « régimes transitoires » ou « transitoires ». — Les techniciens anglais attachent avec juste raison une importance capitale à la notion de *transitoires* (en anglais *transient*).

Un transitoire sonore, c'est la période d'établissement ou d'extinction d'un son. Or, certaines sonorités ne sont, en réalité, que des *transitoires;* une note de piano, un coup de cymbale ou de grosse caisse, une détonation, les consonnes (*p*, *d*, *t*, *l*, etc...). On pourrait — *grosso modo* — diviser les sons en deux classes.

a) les sons continus;

b) les transitoires.

Sons continus. — Une note de violon ou de flûte sont des sons continus. Si nous représentons les vibrations correspondantes nous obtiendrons toute une série d'éléments semblables.

Par exemple, un son de violon pourra être représenté par le graphique de la figure 214. On reconnaît sans peine une oscillation, complexe sans doute, mais, toutefois, parfaitement régulière.

Transitoires (fig. 215). — Mais tout début d'audition, toute modifica-

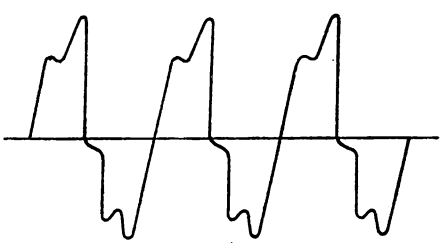


Fig. 214.

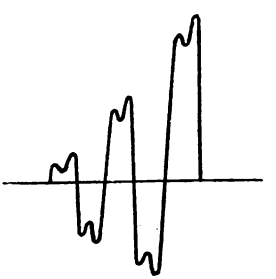


Fig. 215.

tion de puissance, tout arrêt brusque est représenté par un transitoire. Cette simple définition montre bien que leur importance est au moins aussi grande que celle des sons continus. La voix humaine parlée est une succession de *transitoires*. Il n'y a guère que l'émission de certaines voyelles qui corresponde à des sons continus. Il est important de noter qu'un *transitoire* n'est pas décomposable en *série de Fourier* (voir plus haut).

Nous reviendrons ultérieurement sur cette importante question.

CHAPITRE XX

Notions d'acoustique physiologique. Définition et emploi du Décibel.

299. — Réception des sons. Infra-sons. Ultra-sons. — L'organe de perception des sons est l'oreille. La structure de l'oreille est extrêmement compliquée et, même à l'heure actuelle, le rôle des différents organes n'est pas connu avec certitude.

On admet, en gros, que les ondes élastiques provoquent la vibration d'une membrane circulaire, qui est le *tympan*. Une des faces du tympan est en relation avec l'extérieur par l'intermédiaire du *conduit auditif*. Sur l'autre face s'appuie une chaîne constituée par une série d'osselets. Cette constitution donne au tympan les propriétés d'une membrane à *élasticité dissymétrique*, c'est-à-dire qu'elle ne réagit pas de la même manière à des déplacements dans un sens ou dans l'autre. Cette observation permet d'expliquer certaines propriétés de l'oreille que nous exposerons plus loin. Les vibrations sont transmises par une chaîne solide, constituée par des os; puis par une chaîne liquide, à une membrane de forme allongée, la *membrane basiliaire* dont la largeur et l'épaisseur varient d'une extrémité à l'autre. Cet organe agit probablement comme un véritable *résonateur dont chaque point correspond à une fréquence particulière.* Chacun de ces points, constitué par des cellules sensibles, est en relation avec un filet nerveux particulier, chargé de la connexion avec le cerveau où s'élaborent nos sensations.

Cette courte description montre qu'il ne faut pas attribuer *au tympan* une importance primordiale. Le véritable organe sensible c'est cette extraordinaire *membrane basiliaire* chargée du rôle de la sélection. Contrairement à une opinion généralement admise, la perforation du tympan n'entraîne pas la surdité.

Les vibrations dont la fréquence est trop basse, comme celles dont la fréquence est trop élevée ne se traduisent pour nous par aucune sensation auditive. Les premières sont les *infra-sons;* les secondes sont les *ultra-sons.* Mais, pour les physiciens, il est évident qu'infra-sons et ultra-sons sont des phénomènes de même nature que les *sons.* Ils se propagent en suivant les mêmes lois. De même, les rayons ultra-violets qui sont invi-

sibles à nos yeux, sont néanmoins des rayons de même nature que les rayons lumineux.

D'ailleurs, certains individus perçoivent des sons très aigus que d'autres ne perçoivent pas. La limite perceptible est inférieure à 10 000 hertz (10 000 périodes par seconde) pour certaines personnes, alors que d'autres, les enfants surtout, éprouvent encore une sensation très nette pour 16 000 et même 20 000 hertz.

Certains animaux sont plus favorisés que nous du côté des ultra-sons. Le chien perçoit des *sons* qui sont pour nous des *ultra-sons*. C'est ainsi que des chiens policiers ont pu être dressés à obéir à des ordres exprimés par un sifflet ultra-sonore. Ainsi le cambrioleur n'est pas alerté par l'approche de la police...

Dans d'autres domaines les ultra-sons ont reçu des applications extrêmement intéressantes. On les emploie, par exemple, pour le sondage automatique des fonds marins [1].

L'oreille humaine est peu sensible aux variations d'intensité, quand elles se produisent lentement et progressivement. Par contre, elle est extrêmement sensible aux variations de fréquence. Cela tient évidemment à sa structure et, plus spécialement, à la structure de l'organe sensible.

300. — Sensibilité de l'oreille. — Nous avons déjà indiqué que la sensibilité de l'oreille varie avec la fréquence du son. Mais cette notion de sensibilité est loin d'être simple. Nous disons qu'un son est fort ou faible, mais ce jugement dépend d'un nombre considérable de facteurs.

D'un autre côté, il existe des appareils qui permettent de mesurer l'intensité des vibrations, en déterminant, par exemple, la pression efficace ou la pression maximum de l'air pendant ses vibrations.

Ce que nous appelons *la force, ou l'intensité* d'un son varie avec l'intensité mesurée, mais la loi de variation de l'intensité et de la sensation n'est pas proportionnelle. *Fechner* a formulé la loi qui porte son nom et qui s'applique approximativement à toutes nos sensations :

La sensation varie comme le logarithme de l'excitation.

Dans le cas présent, l'excitation est l'intensité acoustique exprimée, par exemple, sous forme de pression efficace.

1. Le principe peut être exposé en quelques mots : sous la surface de l'eau, le navire émet un signal ultra-sonore, les ondes élastiques ainsi produites se déplacent avec une vitesse connue (de l'ordre de 1 500 m/s).

Elles atteignent le fond et sont réfléchies vers la surface. Elles atteignent de nouveau le navire et elles actionnent un enregistreur spécial. Le temps qui sépare le signal et l'écho est évidemment proportionnel.

a) au chemin parcouru (ce qu'on cherche);

b) à la vitesse de propagation (connue).

L'appareil est entièrement automatique et la profondeur s'inscrit sur la bande d'un enregistreur, à mesure que progresse le navire.

D'une manière un peu moins hermétique, la loi de Fechner se traduit par les résultats suivants :

Pour que nous éprouvions une sensation double, il faut multiplier l'intensité sonore par 10. Pour que la sensation soit triple, il faut que l'intensité soit multipliée par 100, etc...

Cette loi, ainsi que nous allons le voir, justifie l'emploi d'échelles logarithmiques pour représenter les phénomènes acoustiques. Avant d'en arriver là, nous sommes dans l'obligation d'ouvrir une parenthèse pour expliquer ce qu'il faut entendre par : *logarithme* et par *Bel* et par *Neper*.

301. — Justification de l'étude du Bel et du Neper. —*Bel* et *Neper* sont des unités qui ont été créées pour les besoins de l'acoustique. Ce sont, ainsi que nous le verrons plus loin, des unités de même nature et ce qui est vrai pour le *Bel* l'est pour le *Neper*. Aussi n'emploierons-nous que ce premier terme, nous expliquerons plus loin quelle est la différence.

L'importance des notions que nous allons exposer est primordiale. L'emploi du Bel et du Decibel qui en est la dixième partie, ayant, depuis longtemps, quitté le domaine de l'acoustique pour atteindre celui de la Radioélectricité.

En toute exactitude, le Bel n'est pas une unité qui mesure une grandeur, mais une unité qui exprime *un rapport de puissances*.

302. — Progressions. Logarithmes. — On appelle *progression arithmétique* une suite de termes qui se déduisent les uns des autres en *ajoutant* au terme précédent une quantité constante qui est *la raison* de la progression.

Une progression est, d'après cela, indéfinie, puisqu'à tout nombre, on peut toujours en ajouter un autre. La suite des nombres entiers représente, précisément, une progression arithmétique *de raison* 1.

0, 1, 2, 3, 4, 5, etc...

Une progression de raison 2 serait 0, 2, 4, 6, etc...

On appelle *progression géométrique* une suite de termes qui se déduisent les uns des autres en *multipliant* le terme précédent par une quantité constante qui est *la raison* de la progression.

Ainsi une progression géométrique de raison 10 est :

1, 10, 100, 1000, 10 000, etc...

On peut comprendre d'après cela que le premier terme d'une pro-

gression géométrique ne peut pas être zéro, puisque, dans ces conditions, tous ses termes seraient nuls.

Faisons correspondre terme à terme les deux progressions choisies comme exemples.

0	1	2	3	4	5	6
1	10	100 ou 10^2	1 000 ou 10^3	10 000 ou 10^4	100 000 ou 10^5	1 000 000 ou 10^6

On dit que chaque nombre de la première série est *le logarithme à base* 10 du nombre correspondant de la seconde.

On peut, naturellement, déterminer par le calcul les logarithmes des nombres compris entre 1 et 10. Ces logarithmes seront compris entre 0 et 1. De même, les logarithmes des nombres compris entre 10 et 100 seront compris entre 1 et 2. Ce travail a été fait et constitue les *Tables de logarithmes*.

Les logarithmes jouissent de précieuses propriétés qui permettent de simplifier considérablement les calculs.

Nous n'en donnerons qu'un exemple à titre documentaire.

Le logarithme du produit $a\ b$ de deux nombres a et b est égal à la somme des logarithmes deux nombres

$$\log (a\ b) = \log a + \log b$$

ainsi $$100 \times 1\,000 = 100\,000$$

et $$2 + 3 = 5.$$

Les règles à calculs ne sont autre chose que des réalisations *de tables de logarithmes*.

Les logarithmes à base 10, sont des logarithmes dits *vulgaires* ou *décimaux*. On peut évidemment choisir une tout autre base.

On définit, en mathématique, un certain nombre e qui est égal à la série indéfinie :

$$1 + \frac{1}{1} + \frac{1}{1 \times 2} + \frac{1}{1 \times 2 \times 3} + \frac{1}{1 \times 2 \times 3 \times 4}, \text{ etc...}$$

La valeur approchée du nombre e est :

$$e = 2{,}71828, \text{ etc.....}$$

Les logarithmes dont la base est e sont dits *logarithmes naturels* ou *népériens*.

Fermons cette parenthèse purement mathématique pour revenir a l'acoustique.

303. — Définition du Bel. — Transcrivons encore une fois la loi de Fechner : *La sensation varie comme le logarithmique de l'excitation.*

L'excitation peut-elle être exprimée par une intensité? Oui, sans doute, mais une source sonore quelconque met en jeu une certaine *puissance* par cm^2. Il est beaucoup plus logique d'exprimer la cause du son en *watts* par cm^2.

La loi de Fechner, traduite en termes explicites, veut dire que la sensation sonore produite par deux pianos n'est pas double de celle que nous produit un piano. Pour avoir l'impression d'une puissance double, il faudrait réunir 10 pianos.

Remarquons que ce système est parfaitement logique et cohérent puisqu'au-dessous d'une certaine puissance acoustique *qui n'est pas nulle*, notre oreille ne perçoit rien. Et précisément, le logarithme de 1 est 0.

D'autre part, nous distinguons facilement des différences d'intensités *relatives* assez faibles. La zone des intensités courantes entre une parole chuchotée à voix basse et la note poussée à tue-tête par un groupe de choristes n'est pas très étendue. Elle varie de 1 à 1 000, par exemple. Si, en prenant comme puissance de référence celle qui correspond au seuil d'audibilité, nous essayons de déterminer la puissance maximum que l'oreille peut supporter sans douleur excessive (moteur d'avion, par exemple) nous trouverons que l'écart de puissance est de l'ordre de 10^{14}, ce qui est énorme.

Imaginons maintenant que nous voulions représenter graphiquement le phénomène sonore. Nous serons amenés à porter, par exemple, les puissances sonores en ordonnées. Mais il est légitime de vouloir réserver un espace suffisant pour les intensités usuelles comprises entre 1 et 10^3. Supposons que nous disposions d'une feuille de 30 centimètres de hauteur...

Ces 300 millimètres représentent le maximum correspondant à la puissance 1×10^{14}. Et, pour représenter l'écart des intensités usuelles nous disposerons de :

$$\frac{300 \times 10^3}{10^{14}} = 3 \times 10^{-9}.$$

Soit la trois millième partie d'un millionième de millimètre; c'est-à-dire beaucoup moins que le plus puissant microscope ne permet d'examiner.

La solution de cette difficulté est donnée par l'emploi du *Bel.*

Si deux puissances quelconques P_1 et P_2 sont mises en jeu dans une

expérience, on convient que leur rapport N_b est exprimé en *Bels* et donné par la formule :

$$N_b = \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

$\log_{10}$ veut dire, logarithme à base 10.

Remarquons que rien n'empêche de choisir comme on veut le niveau unité.

Dans l'exemple précédent, on choisirait, par exemple, la puissance zéro comme celle du seuil d'audibilité. La limite de puissance usuelle correspondrait à 3 *Bels* puisque 3 est le logarithme de 1 000. Le bruit maximum, représentant une puissance 10^{14} fois plus grande serait représentée par 14 *Bels*, puisque le logarithme de 10^{14} est 14.

On comprendra tout l'intérêt du système quand on aura remarqué qu'entre les deux sons extrêmes, notre sensation varie approximativement dans le rapport de 1 à 14. Nous écrivons : approximativement parce qu'il ne faut pas attribuer à la loi de Fechner une précision mathématique. Elle ne donne forcément qu'une approximation puisqu'il s'agit *de sensations* quantités qu'on ne peut mesurer avec précision et qu'on doit se contenter d'*apprécier*.

304. — Bels négatifs. — Mais nous avons choisi comme niveau zéro, la puissance correspondant au seuil d'audibilité. Il est des puissances plus faibles et cependant perceptibles à l'aide d'un microphone et d'un amplificateur.

Sans rien changer à notre définition, ces rapports prendront place dans la définition. Ils correspondront tout simplement à des *bels négatifs*.

Ainsi le système est complet et peut s'appliquer à tous les cas.

305. — Le Décibel. — L'exemple donné plus haut a permis de juger, qu'en réalité, le rapport exprimé par un *Bel* était énorme, puisqu'entre un bruit usuel et un bruit insupportable, il y a un écart de l'ordre de 14 Bels. C'est pour cette raison qu'on a choisi un sous-multiple du bel, qui est le *décibel* et dont l'emploi est beaucoup plus courant.

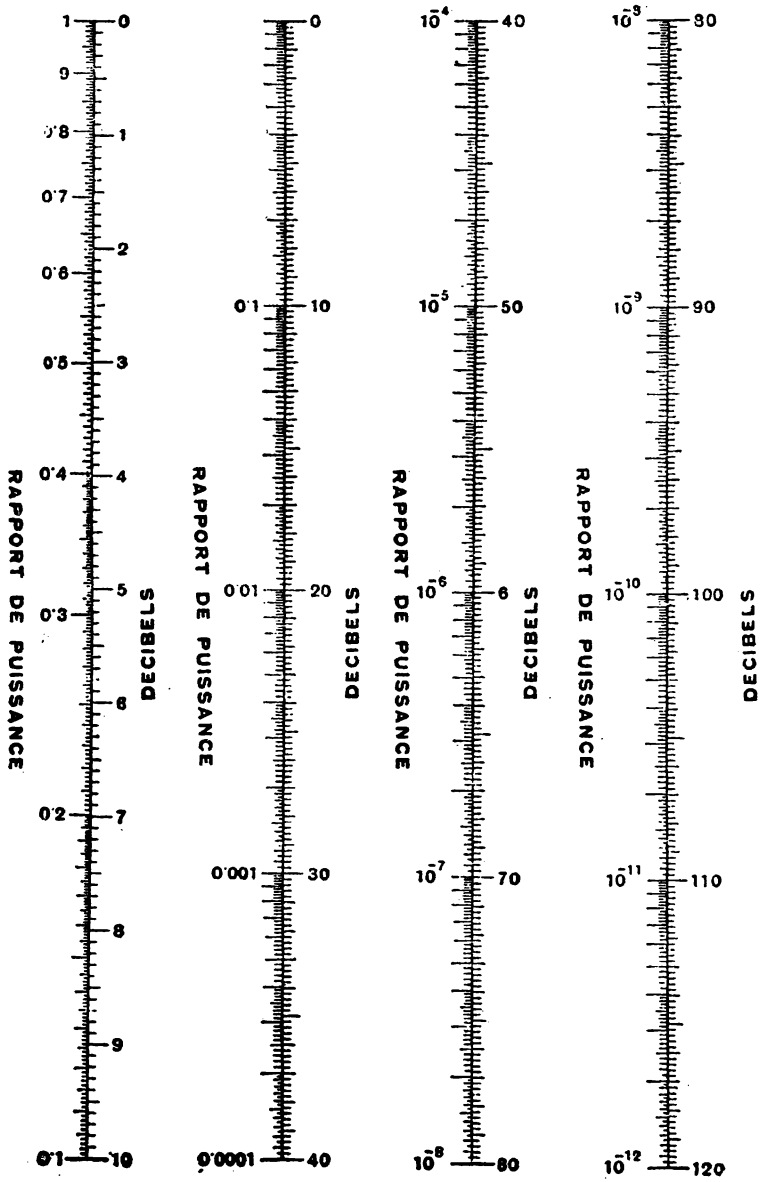
La formule qui donne les rapports en *décibels* est :

$$N_{db} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}.$$

306. — Calcul des décibels. — On peut évidemment calculer les rapports de puissance en utilisant une simple table de logarithmes.

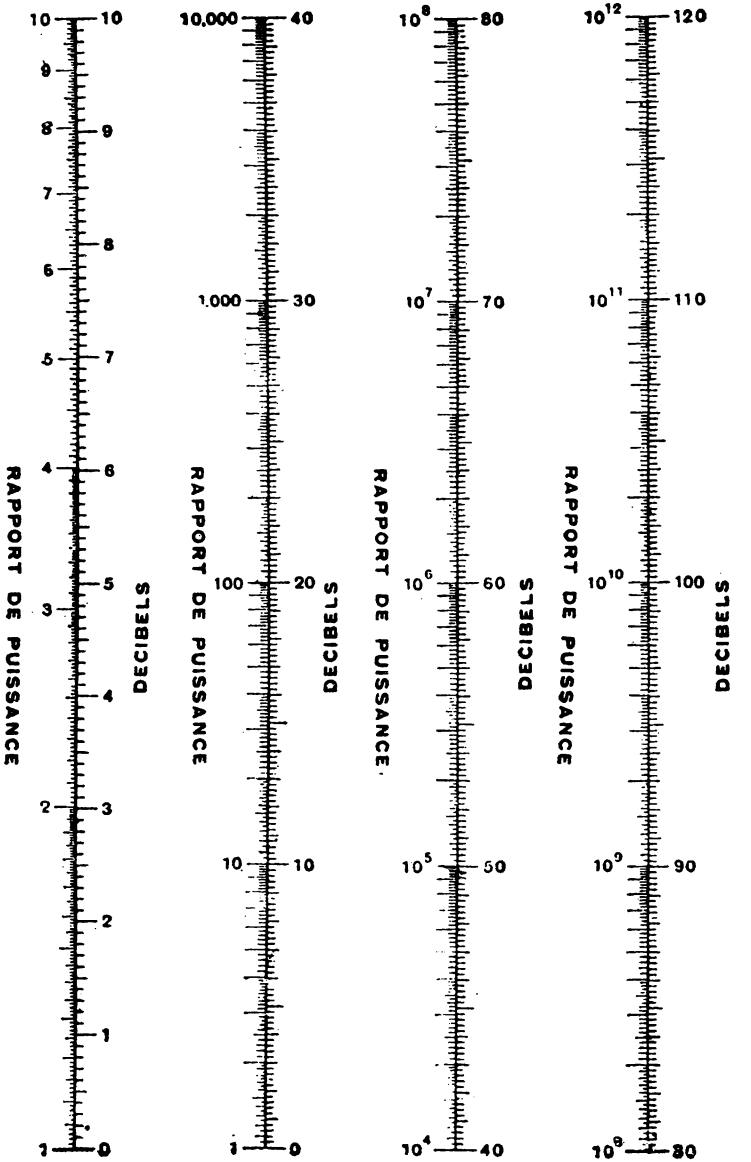
On peut aussi utiliser l'abaque donné page 308. La précision n'est évidemment pas aussi grande mais suffira pour la plupart des cas pratiques.

TABLE DE CONVERSION



Rapports plus petits que 1.

DES DECIBELS



Rapports plus grands que 1.

307. — Le Neper. — Le Neper est une unité *de puissance relative* ou *unité d'atténuation*, définie comme le bel, toutefois on utilise des logarithmes népériens au lieu d'utiliser les logarithmes vulgaires.

Étant données deux puissances P_1 et P_2, on obtiendra le nombre de *nepers* correspondant en appliquant la formule :

$$N_{np} = \frac{1}{2} \log_e \frac{P_2}{P_1}.$$

Cette unité est surtout utilisée dans les Postes et Télégraphes.

308. — Conversion de décibels en nepers et inversement. — Étant donné un rapport D exprimé *en décibels*, on obtient le rapport en *nepers* correspondant en multipliant D par 0,1151.

$$N_{(nepers)} = D_{(décibels)} \times 0{,}1151.$$

Inversement, étant donné un rapport N en nepers on obtient le rapport correspondant en *décibels* en multipliant N par 8,686.

$$D_{(décibels)} = N_{(nepers)} \times 8{,}686.$$

On voit donc bien qu'il est indifférent de tracer une courbe en utilisant une échelle en *neper* ou en *décibel* puisque cela correspond à un simple changement d'échelle.

309. — Application des décibels aux phénomènes électriques. — Ce qui précède montre bien que le décibel est une unité d'origine purement acoustique. Mais on peut généraliser son emploi chaque fois que le phénomène considéré a un rapport direct avec un de nos sens. Au lieu d'exprimer un rapport de puissances acoustiques, on pourra exprimer un rapport de puissances électriques. Cette opération se justifie d'elle-même quand il s'agit d'une puissance électrique destinée à actionner un haut-parleur.

On pourra étendre cette méthode à l'expression du gain d'un amplificateur. On dira, par exemple, que le gain d'un amplificateur est de 40 décibels. Cela veut dire que le rapport entre la puissance à l'entrée de l'amplificateur et la puissance à la sortie est de 40 décibels, ce qui correspond à un gain de puissance de 10^4 ou 10.000.

D'une manière plus générale, on pourra chercher à exprimer le gain en fonction de la fréquence. La qualité de l'amplificateur sera ainsi exprimée d'une manière satisfaisante.

Cette courbe de fidélité pourra être également tracée, en prenant arbitrairement un niveau quelconque comme puissance 0 décibel. On constatera par exemple que le gain d'un amplificateur est sensiblement

constant entre 200 et 3 000 périodes par seconde. On choisira ce gain comme niveau zéro. Tout gain supérieur se traduira par des décibels positifs; tout gain inférieur par des décibels négatifs. La courbe ainsi tracée reproduira à nos yeux la qualité de l'amplificateur telle qu'une oreille parfaite pourrait la juger.

310. — Application aux tensions et intensités. — Sous certaines réserves, il est possible d'appliquer l'expression en décibels à des rapports d'intensité et de tension.

La formule qu'il faut alors appliquer est :

$$N_{db} = 20 \log \frac{E_2}{E_1}$$

pour les tensions.

$$N_{db} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

pour les intensités.

Toutefois, il faut souligner que cette formule n'a aucun sens si les tensions ou les intensités sont mesurées dans des circuits d'impédance inégale.

Ces formules sont, en effet, établies en partant de ce point de vue que la puissance dans un circuit est proportionnelle au carré de l'intensité ou de la tension? Mais pour que la comparaison soit valable il faut nécessairement que les deux circuits aient des impédances égales.

Dans le cas plus général où les impédances sont Z_1 et Z_2 et où F_1 et F_2 sont les *facteurs de puissance* (cosinus des angles φ_1 et φ_2), il faudrait appliquer la formule beaucoup plus compliquée :

$$N_{db} = 20 \log \frac{E_2}{E_1} + 10 \log \frac{Z_2}{Z_1} + 10 \log \frac{F_2}{F_1}$$

et

$$N_{db} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} + 10 \log \frac{Z_2}{Z_1} + 10 \log \frac{F_2}{F_1}.$$

Ces formules se ramènent immédiatement à la précédente dans le cas où $Z_1 = Z_2$ et, par conséquent,

$$F_1 = F_2 \text{ car } \log 1 = 0.$$

311. — Emploi d'échelles logarithmiques. — L'emploi de rapports en décibels nous permet d'exprimer les phénomènes acoustiques en fonction de nos sensations. Parmi tous les facteurs qui peuvent agir sur ces derniers, l'un des plus importants est la fréquence des vibrations sonores, c'est-à-dire, en somme, *la hauteur* du son.

Nous apprendrons plus haut que l'ensemble des fréquences acoustiques

a été divisé en un certain nombre d'*octaves*. Du commencement d'un octave à l'extrémité, la fréquence varie du simple au double.

Ainsi, la première gamme s'étend de :

ut_1 à ut_2 soit de 32 à 64 vibrations par seconde.

La sixième gamme s'étend de :

ut_6 à ut_7 soit de 2 048 à 4 096 vibrations par seconde.

Ces deux gammes sont divisées en douze demi-tons. Et, du point de vue musical, elles ont, l'une et l'autre, la même importance.

Si nous désirons étudier le fonctionnement d'un système reproducteur quelconque, il faudra porter notre attention aussi bien sur une des gammes que sur l'autre. Si nous traçons une courbe de reproduction, il n'y a aucune raison pour qu'une des gammes corresponde à une étendue plus grande de la courbe.

Pour tracer cette courbe, nous serons amenés à choisir une échelle graduée en « périodes par seconde ». Or, la première gamme s'étend sur $64 - 32 = 32$ hertz et la seconde sur $4\,096 - 2\,048 = 2\,048$ hertz

Il ne faut donc pas utiliser une échelle proportionnelle si nous voulons faire la part égale entre les différentes gammes du spectre musical.

La solution du problème est donnée par l'emploi d'une *échelle logarithmique.*

Une telle échelle est réalisée en prenant des distances égales pour représenter l'espace compris entre :

10 et 100
100 et 1 000
1 000 et 10 000
10.000 et 100 000 etc.....
(Voir fig. 217.)

D'après ce que nous avons déjà examiné il est clair qu'une échelle logarithmique est la traduction graphique d'une *progression géométrique.*

C'est ainsi que les graduations des règles à calcul sont des *échelles logarithmiques.*

312. — Sensibilité de l'oreille et fréquence. — Ces considérations fort importantes ne nous ont, qu'en apparence seulement, éloigné de notre sujet. Elles nous étaient indispensables pour la clarté de l'exposé qui va suivre. Il fallait, en effet, justifier la création du *décibel* et des unités semblables et, pour cela, commencer d'étudier les caractères de l'ouïe.

Nous avons déjà eu l'occasion de signaler qu'au-dessous d'une certaine puissance mise en jeu, l'oreille ne percevait rien. Il faut que l'amplitude du son soit égale ou supérieure *au seuil d'audibilité;* mais cette amplitude

minimum n'est pas la même à toutes les fréquences. Ainsi, si la fréquence des vibrations est de 50 000 périodes par seconde, nous ne percevons aucun son, quelle que soit la puissance mise en jeu.

A mesure que la puissance acoustique rayonnée devient plus importante, nous avons la sensation que le son est de plus en plus puissant. Il atteint même une amplitude pour laquelle la sensation devient gênante, puis très nettement douloureuse. On dit couramment qu'un violent coup de sifflet vous *déchire les oreilles*. Un hurlement d'avertisseur, écouté à courte distance, produit une véritable douleur.

De tout cela découle la possibilité de tracer la courbe du seuil d'audibilité et celle de la sensation douloureuse.

Pour mesurer les puissances on adoptera une échelle en *décibels*. Il est logique de choisir le niveau zéro décibel comme celui qui correspond, en moyenne, à une puissance également éloignée du seuil d'audibilité comme de celui de la sensation douloureuse. L'expérience montre que ce niveau moyen correspond à une puissance de l'ordre de 1 microwatt par cm^2.

On pourrait aussi choisir comme niveau zéro celui qui correspond au seuil de perception pour les fréquences comprises entre 1 000 et 4 000 cycles (maximum de sensibilité de l'oreille). La puissance correspondante est de 10^{-10} microwatt par cm^2. Les deux courbes ont été tracées sur la figure 217. On voit qu'elles tendent à se rejoindre aux extrémités, ce qui est tout à fait normal puisque l'oreille cesse d'être sensible au-delà et en deçà de certaines fréquences.

Il est évident, d'autre part, que le phénomène n'est pas aussi net que les courbes le montrent. On passe insensiblement de l'intensité supportable à l'intensité douloureuse. D'autre part, il faut faire intervenir les facteurs : fatigue et habitude. Cette dernière permet de supporter un niveau sonore très supérieur à celui que peut supporter l'individu non adapté.

Enfin, l'allure des courbes varie notablement avec les individus.

Pour toutes ces raisons, on aurait tort de voir dans la figure 217, autre chose qu'une moyenne des résultats donnés par des expériences nombreuses, sur de nombreux individus.

Quoi qu'il en soit, ces courbes nous permettent de tirer quelques conclusions intéressantes.

a) Le maximum de sensibilité de l'oreille correspond à une bande de fréquence comprise entre 1 000 et 4 000 cycles par seconde (hertz).

b) La puissance acoustique mise en jeu est extraordinairement réduite (— 100 dB par rapport à 1 microwatt par cm^2); un chiffre dont la petitesse confond l'imagination.

Les fréquences les plus aisément supportables pour l'oreille sont comprises entre 400 et 2 000 hertz. La puissance correspondance (+ 40 dB) est de l'ordre de un centième de watt par cm².

A titre d'indication, signalons que la puissance moyenne correspondant

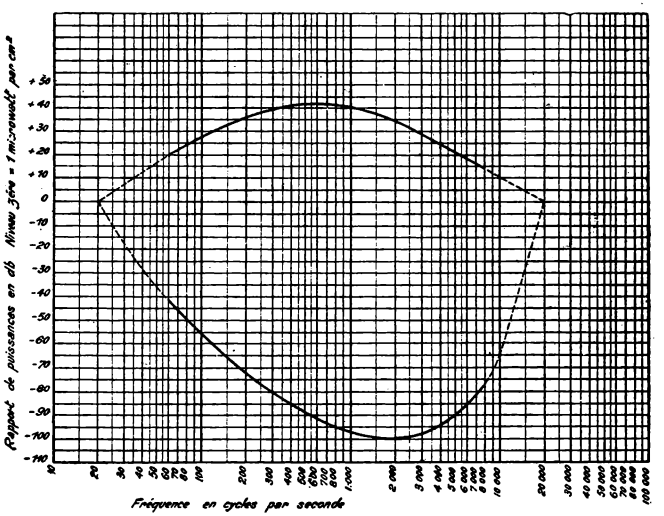


Fig. 217.

à la voix au cours d'une conversation à voix haute est de l'ordre de 10 microwatts/cm².

En criant, on peut arriver à émettre 1 milliwatt. L'écart entre le chuchotement et le hurlement est de 40 dB.

La puissance acoustique[1] totale produite et rayonnée, correspondant à un orchestre de 100 musiciens est de l'ordre de 10 watts. La variation normale de puissance d'un orchestre entre le *pianissimo* et le *fortissimo* est de l'ordre de 60 dB.

313. — Valeur absolue du seuil d'audibilité. — D'après les courbes, figure 217, le maximum de sensibilité de l'oreille correspond à un rapport de puissance de — 100 dB par rapport au niveau de référence de 1 microwatt par cm². On peut donc faire correspondre à ce seuil d'audibilité

1. Il ne faut pas confondre *puissance acoustique* et *puissance modulée* transmise à un haut-parleur. La puissance acoustique produite par ce dernier est très inférieure car le *rendement* du haut-parleur est toujours très mauvais.

une puissance de 10^{-16} watts/cm², puisque 100 dB correspondent à un rapport de 10^{10} et que 1 microwatt = 10^{-6} watt.

Il est intéressant de choisir ce seuil comme niveau de référence et d'exprimer les rapports correspondant à quelques bruits usuels.

Voici quelques résultats dus aux laboratoires américains de la *General Radio:*

Campagne très tranquille	28 dB
Studio de T.S.F.	32 dB
Récepteur de T.S.F. (bruit de fond)	45 dB
Armoire frigorifique	60 dB
Machine à laver électrique	62 dB
Machine à écrire	70 dB
Intérieur d'une voiture automobile (moteur en marche)	75 dB
Machine d'imprimerie	79 dB
Ventilateur (turbine)	86 dB
Presse à emboutir	110 dB
Avertisseur d'automobile	120 dB
Marteau pneumatique	130 dB

314. — Intensité de son et timbre. — Il importe de remarquer que le timbre caractéristique d'un son varie d'une manière appréciable avec l'intensité de son. Un son trop faible n'a pas de timbre caractéristique.

On observe facilement que le son d'un violon n'a pas du tout la même couleur suivant qu'on l'entend de près ou de loin. A une certaine distance, les contours sonores s'arrondissent et le son du violon tend à se confondre avec celui de la flûte qui est, pratiquement, un son pur, c'est-à-dire sans harmoniques.

Ces observations s'interprètent facilement. Chaque vibration harmonique est perçue par une zone différente de la membrane basilaire et par conséquent, intéresse un filet nerveux particulier. Si l'intensité diminue progressivement, il arrive un moment où l'intensité des harmoniques est inférieure au seuil d'audibilité correspondant à sa fréquence. Il n'est donc plus perçu et le résultat c'est que le timbre de l'instrument nous semble changé.

315. — Auditions simultanées de plusieurs sons. — Lorsqu'on veut se faire entendre au milieu d'un atelier où tournent des machines, ou dans un train bruyant, il faut élever la voix. Cette expérience de tous les jours nous indique que le seuil d'audibilité n'est plus le même quand nous entendons simultanément plusieurs sons. Au delà d'un certain niveau

acoustique nous ne pouvons plus rien entendre, il se produit une véritable saturation de l'oreille.

Lorsque nous entendons simultanément deux sons de même timbre et de même hauteur, nous ne pouvons les séparer que par l'audition binauriculaire. Nous reviendrons plus loin sur ce point important.

Lorsque les deux sons diffèrent de quelques cycles seulement nous percevons un seul son mais accompagné des *battements* dont nous avons donné plus haut l'explication.

Quand la différence devient un peu plus grande, les battements disparaissent mais l'unique son perçu a un timbre profondément modifié; il est désagréable à entendre.

Enfin, pour un écart un peu plus grand, les deux sons sont perçus et séparés par notre oreille. Mais, en même temps, nous pouvons, avec un peu d'attention *percevoir un son correspondant à la différence des fréquences produites* ($f_1 - f_2$).

Avec beaucoup plus d'entraînement et une ouïe plus exercée, on peut, dans certaines conditions, percevoir les fréquences $f_1 + f_2$; $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$.

Pour que ces phénomènes[1] apparaissent nettement, il faut pouvoir faire varier commodément l'intensité relative des deux sons. Il est particulièrement commode de se servir d'un écouteur téléphonique et de deux générateurs de fréquence acoustique.

316. — Audition par un système reproducteur imparfait. — Les observations précédentes nous permettent d'expliquer différentes observations d'apparence paradoxale. Il est facile de démontrer et de vérifier que certains haut-parleurs à cône de faible diamètre sont dans l'impossibilité de reproduire des fréquences inférieures à 400 périodes par seconde. L'examen mécanique est confirmé par l'essai avec un générateur de fréquences musicales et un microphone.

Mais à l'audition d'une note basse, d'un instrument riche en harmoniques comme le piano ou le violoncelle, l'oreille *perçoit, très nettement, la fréquence fondamentale.* Il n'y a pas transposition du son. Le phénomène s'explique facilement : le haut-parleur transmet les harmoniques $2f$

1. Ces résultats sont une conséquence du fait déjà signalé que le tympan est une membrane à *élasticité dissymétrique.* Pour cette raison, le tympan favorise davantage les amplitudes dans un certain sens. On dirait, en radioélectricité, que le tympan est un *détecteur.* Il y aurait, ici, un parallèle à tracer entre les résultats que nous venons de signaler et le fonctionnement des dispositifs à changement de fréquence. Quand on soumet à un détecteur un mélange d'oscillations à fréquence f_1 et f_2, on fait naître des composantes à fréquence $f_1 - f_2$, $f_1 + f_2$, $2f_1 - f_2$, etc...

et $3f$ et, dans ces conditions, notre oreille reconstitue le son différentiel $3f - 2f$ ou f, qui est *précisément la fondamentale.*

Dans le cas où le second harmonique n'est lui-même pas transmis, le son fondamental est reconstitué à partir de deux harmoniques successifs quelconques.

Néanmoins, cette reconstitution, traduisant la grande complaisance de notre oreille, s'accompagne naturellement d'une modification profonde du timbre. Il est évident que les rapports d'amplitudes entre les différentes vibrations ne sont plus ce qu'ils étaient dans le son original. *En d'autres termes il y a production de distorsion.*

317. — Sens de la direction d'un son. — Lorsque nous percevons un son d'une durée suffisamment longue nous avons nettement la sensation qu'il vient de telle ou telle direction. Il est certain que cette sensation est liée souvent à l'audition par les deux oreilles ou *audition binauriculaire.* En tournant la tête, nous recherchons aussi l'audition maximum, si bien que nous pouvons situer la direction d'un son avec une seule oreille seulement.

Pour comprendre comment l'ouïe peut nous permettre d'apprécier une direction, on peut faire l'expérience suivante : On prend un tube de caoutchouc de 1 mètre ou 1,5 mètre de longueur dont on s'enfonce une extrémité dans l'oreille droite et l'autre extrémité dans l'oreille gauche. En frappant légèrement la moitié gauche on a la sensation nette que le son vient de gauche et inversement. *De la sorte on peut, sans entraînement, fixer auditivement le milieu du tube à moins de 1 centimètre près.* On peut donc en déduire que l'oreille est capable d'apprécier une différence de phase correspondant à une différence de marche de 1 centimètre, ce qui, exprimé en *temps*, correspond à environ 1/30 000 de seconde.

C'est cette particularité qu'on utilise dans les appareils de repérage par le son. Les deux écouteurs étant écartés de 3 mètres, par exemple, on cherche à déterminer le *son de milieu* et, dans cette condition, on peut situer la direction d'un bruit à moins de 10 minutes d'arc.

I. — APPENDICE DU CHAPITRE XX

Note importante sur les vibrations élastiques.

Il est extrêmement important de noter que les ondes élastiques, quelle que soit leur fréquence, *sont d'une nature tout à fait différente* des ondes[1] utilisées en radioélectricité.

Il est possible de faire vibrer la membrane d'un haut-parleur spécial à la fréquence de 100 000 par exemple (100 kilohertz), mais à ce moment, il n'émet pas une onde hertzienne mais une vibration inaudible qui est un *ultra-son*.

Le domaine des *vibrations élastiques*, dont les sons représentent une toute petite partie, est sans aucune communication avec celui du *rayonnement électromagnétique* (ondes hertziennes). Nous aurons l'occasion, dans le second volume de cet ouvrage, de définir la nature du rayonnement.

De même, il ne faut pas confondre *courant électrique à haute fréquence* et *rayonnement*. Le courant électrique est un intermédiaire, mais on peut l'utiliser d'une manière ou d'une autre. Supposons que nous disposions d'une source alternative à 100 kilohertz (100 kc /seconde).

Nous pourrons convertir l'énergie électrique donnée sous cette forme en vibrations ultra-sonores. Nous pourrons utiliser pour cela l'équivalent d'un haut-parleur à cristal. Nous écrivons : l'*équivalent* parce qu'il est un peu paradoxal d'appeler *haut-parleur* un appareil muet.

Nous pourrons aussi convertir cette énergie en rayonnement électromagnétique. Il nous suffira d'utiliser notre source de courant pour alimenter une antenne convenable. Mais, avant la transformation, nous n'avions ni *ultra-sons* ni *rayonnement*, nous n'avions qu'un *courant alternatif ;* il est déterminé par le choix de P_1

II. — Note résumée sur l'emploi du Décibel.

A l'encontre des unités normales, le Décibel, dixième partie du Bel, ne mesure pas des grandeurs, mais des rapports entre grandeurs de même nature : des puissances acoustiques, électriques ou mécaniques.

Le *Décibel* est une unité *d'affaiblissement*, ou, inversement, d'*amplification*. Ainsi, on peut exprimer en décibels le *gain* donné par un amplificateur, tout aussi bien que la *perte* apportée par une ligne de transmission d'une certaine longueur.

Le nombre de *Décibels* est donné par la formule :

$$N_{db} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}.$$

Le niveau 0 décibel est choisi arbitrairement.

Des considérations pratiques permettent de le fixer dans chacun des cas particuliers. Dans le cas où il s'agit du tracé d'une courbe, on choisira, par exemple, la valeur moyenne de telle sorte que les écarts dans l'un et l'autre soient approximativement symétriques.

Ce n'est que par extension qu'on peut utiliser *le décibel* pour apprécier des rapports d'intensité ou de tension. On applique alors la formule :

$$N_{db} = 20 \log \frac{E_2}{E_1} \text{ ou}$$

$$N_{db} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}.$$

Mais ces formules supposent obligatoirement que les impédances des deux circuits considérés sont égales.

1. D'ailleurs, le mot « onde » employé en radioélectricité a un sens physique tout à fait différent, nous reviendrons là-dessus dans le second volume de cet ouvrage.

CHAPITRE XXI

Notions d'acoustique musicale. — Tuyaux sonores.

318. — Généralités. — Si l'on tient compte des *vibrations harmoniques*, l'échelle des sons utilisés en musique comprend la gamme entière des vibrations élastiques perceptibles à notre oreille. L'échelle des *sons fondamentaux* s'étend de 16 périodes (certains tuyaux d'orgues) à 4 096 périodes (petite flûte).

Les harmoniques jouent, répétons-le, un rôle très important. On peut même se demander si certaines notes, de certains instruments correspon-

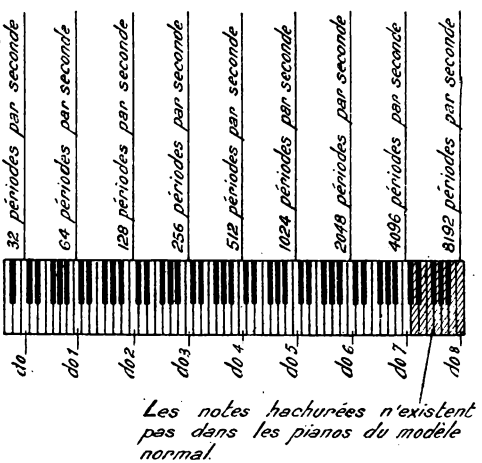


Fig. 18.

dent à des vibrations fondamentales vraiment existantes. C'est le cas, par exemple, des notes basses du piano...

Sans tenir compte de cette remarque, le piano et l'orgue sont des instruments qui peuvent couvrir l'échelle entière des sons musicaux.

Les voix humaines ont une étendue relativement faible. La voix de *basse* ne descend pas au-dessous de 80 périodes par seconde; la voix la plus aiguë *(soprano)* ne monte pas au delà de 1.100 périodes par seconde.

Les voix intermédiaires principales sont, en allant du grave vers l'aigu : *baritон, tenor, contralto.*

La voix parlée s'étend, pour les sons continus, sur une mince bande de fréquences. Mais il faut tenir compte des *transitoires* qui correspondent souvent à des fréquences extrêmement élevées.

Nous donnons figure 218 un tableau qui permet de faire correspondre les fréquences et les divers sons musicaux.

Certains sons utilisés en musique (timbale, grosse caisse, etc...) peuvent être considérés comme l'association de sons extrêmement graves associés à des composantes très aiguës (transitoires).

319. — Intervalles musicaux. Gamme naturelle. — On peut faire varier un son d'une manière continue depuis les fréquences les plus basses jusqu'aux fréquences les plus élevées, sans qu'il cesse, à aucun moment, d'être un son. Toutefois, on conçoit facilement la nécessité de diviser arbitrairement l'échelle des sonorités pour les besoins de la musique. De cette nécessité est née la notion des *intervalles musicaux.*

D'une manière générale, l'intervalle entre deux sons est le rapport entre leur fréquence.

Lorsque deux sons sont produits simultanément, il en résulte un *accord* qui est une sensation particulière de l'ouïe. Cette sensation est agréable quand l'accord est *consonnant.* Il est désagréable quand il est *dissonnant.* Encore faut-il faire intervenir ici une question d'habitude et d'éducation de l'oreille.

L'intervalle se traduit par une fraction. Les termes en sont d'autant plus petits que l'accord est plus consonnant.

La *gamme* musicale est une succession de huit sons dont les deux extrêmes ont des fréquences doubles.

Les *intervalles musicaux* de la gamme normale sont :

La seconde	(ut-ré)	correspondant à	l'intervalle	9/8.
La tierce	(ut-mi)	—	—	5/4.
La quarte	(ut-fa)	—	—	4/3.
La quinte	(ut-sol)	—	—	3/2.
La sixte	(ut-la)	—	—	5/3.
La septième	(ut-si)	—	—	15/8.
L'octave	(ut-ut)	—	—	2.

Les intervalles se succèdent ainsi dans toute l'étendue des fréquences audibles. Les notes reprennent les mêmes noms après l'intervalle de l'octave. Pour les distinguer on les affecte d'un indice. Ainsi le *la*, du diapason est le la_3.

320. — Dièzes et bémols. — La simple gamme que nous venons de définir serait d'un usage un peu restreint. Le problème de la *transposition* serait, en effet, impossible à résoudre.

Transposer une mélodie, c'est lui conserver exactement la même allure, la même ligne, mais en la commençant par une autre note. Une mélodie commence par la note ut; la transposer d'un ton, c'est la faire commencer par exemple, par la note *ré.* Mais il est facile, de voir d'après les chiffres donnés pour les intervalles, que les rapports entre les notes successives ne sont pas égaux.

C'est pour cette raison qu'il a été nécessaire de compléter la gamme par l'emploi des *dièzes* et des *bémols.* Diézer une note, c'est multiplier sa fréquence par $\frac{25}{24}$; c'est donc la rendre légèrement plus aiguë.

Bémoliser une note, c'est, au contraire, la multiplier par $\frac{24}{25}$.

321. — Gamme tempérée. — Une gamme complète commencerait donc de la manière suivante :

ut, ut dièze, ré bémol, ré, ré dièze, etc... Mais la différence qui sépare ut dièze du ré bémol, quoique perceptible par les oreilles entraînées, n'est cependant pas très importante. D'autre part, cette conception entraînerait la nécessité de prévoir des instruments de musique très compliqués puisqu'il faudrait 21 touches pour traduire une gamme complète.

Ces considérations ont amené les musiciens à imaginer *la gamme tempérée.* L'octave a été divisée en douze demi-tons moyens égaux.

Ainsi on a :

Soit, au total :
Douze 1/2 tons .....

- 1 ton entre ut et ré
- 1 ton entre ré et mi
- 1/2 ton entre mi et fa
- 1 ton entre sol et la
- 1 ton entre la et si
- 1/2 ton entre si et ut

mi dièze = fa
fa bémol = mi
ut dièze = ré bémol etc...

Les intervalles principaux de la gamme tempérée sont très peu différents de leur valeur théorique, correspondant à la gamme naturelle.

Par exemple, on trouvera :

	GAMME NATURELLE	GAMME TEMPÉRÉE
Tierce	5/4 = 1,250	1,260
Quinte	3/2 = 1,500	1,498

La différence est trop faible pour être sensible aux oreilles.

322. — Valeur absolue de la fréquence. — Les considérations précédentes n'ont fait intervenir que des *rapports entre les fréquences musicales.* Il suffit de fixer la fréquence d'une note quelconque pour que toutes les autres soient automatiquement déterminées.

La valeur adaptée internationalement par les musiciens est de 435 périodes par seconde pour le la_3 (correspondant à la troisième corde du violon). C'est le diapason normal.

Certains pays utilisent aussi un diapason à 440 périodes par seconde.

La valeur adoptée par les physiciens est un peu différente et correspond à 426,667 vibrations par seconde.

Ce chiffre a été calculé de telle sorte que les *uts* des différentes gammes soient des multiples exacts de 2. Ainsi le ut_0 correspond à 32 périodes par seconde, ut_1 à 64, ut_2 à 128, etc.....

323. — Instruments de musique. — Les sons musicaux sont produits par les instruments en utilisant divers phénomènes dont les principaux sont :

a) *Instruments à cordes.* — Le son est produit par les vibrations d'une corde tendue. Cette corde peut être frappée par un marteau (piano) pincée par la main (harpe), mise en vibration par un archet (violon, violoncelle, contrebasse), etc.....

La vibration est utilisée de diverses manières (table d'harmonie du piano, caisse du violon).

b) *Instruments à vent.* — On utilise les vibrations d'une colonne d'air, entretenues par un moyen quelconque. Dans ces instruments, il faut distinguer le tuyau sonore et le moyen d'entretien des vibrations.

c) *Divers autres instruments.* — Certains instruments utilisent les vibrations d'une membrane tendue (tambour, grosse caisse), celles d'une tige de métal (triangle), etc..., etc...

Nous nous bornerons à une étude sommaire des tuyaux sonores parce que les phénomènes mis en jeu sont comparables aux phénomènes dont les antennes d'émission sont le siège.

324. — Tuyaux sonores. — Dans l'étude sommaire des tuyaux sonores, nous allons trouver l'application des notions théoriques exposées au sujet de la propagation des mouvements vibratoires : longueur d'onde, ondes stationnaires, etc.....

Un volume d'air enclos dans une cavité quelconque est susceptible de vibrer sous une influence extérieure et donne ainsi naissance à un son. La complexité du mode de vibration dépend de la forme de la masse d'air. La forme la plus simple est la forme sphérique. On peut montrer qu'une cavité sphérique vibre pour une seule fréquence bien déterminée.

Ce phénomène est d'ailleurs utilisé dans le *résonateur de Helmholtz* permettant d'analyser directement les sons complexes.

Une autre forme simple est la colonne à base circulaire ou prismatique. On obtient *ainsi un tuyau sonore.*

325. — Résonance d'une colonne d'air (fig. 219). — Il est facile de mettre en évidence la propriété qu'a une colonne d'air d'une longueur

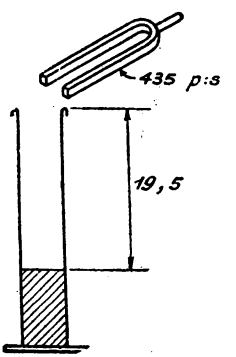


Fig. 219.

déterminée de vibrer pour une fréquence favorisée bien définie. Il suffit pour cela, d'utiliser une éprouvette en verre d'une hauteur de 25 centimètres au moins et d'un simple diapason donnant, par exemple, le *la* correspondant à 435 périodes par seconde.

On frappe le diapason et on l'approche de l'ouverture de l'éprouvette. On n'observe rien de particulier. En versant de l'eau dans l'éprouvette on diminue la longueur de la colonne d'air.

Or, pour une certaine longueur on observe un renforcement considérable du son quand on approche le diapason. Après quelques tâtonnements on peut facilement trouver un maximum qui correspond à une hauteur d'air d'environ 19,5 cm.

Si l'on calcule la longueur d'onde sonore correspondant à la fréquence 435 Hz on trouve :

$$\lambda = \frac{V}{F}$$

λ = longueur d'onde en mètre.
V = vitesse de propagation en mètre par seconde.
F = fréquence en périodes par seconde.

Soit ici $\lambda = \frac{342}{435} = 0^{m},78.$

La longueur 19,5 cm. représente précisément le 1/4 de la longueur d'onde.

326. — Entretien des vibrations. — Une des extrémités du tuyau est munie du système chargé de provoquer les vibrations. On peut utiliser le système dit *à bouche* (fig. 220).

L'air, qui suit le sens de la flèche, vient passer par une fente étroite *l*,

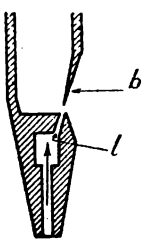


Fig. 220.

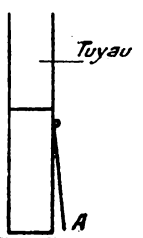


Fig. 221.

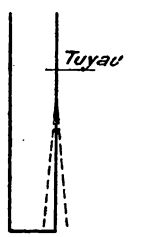


Fig. 222.

appelée *lumière*. Le jet d'air se brise sur un biseau *b* qui détermine la création de vibrations. Ce système est employé dans certains tuyaux d'orgue, dans la flûte, etc.....

On utilise aussi *l'anche battante* (fig. 221). L'anche est une plaquette élastique qui vient s'appuyer sur le bord du tuyau et obture ainsi le passage de l'air, mais l'élasticité ramène l'anche en arrière et permet un nouveau passage.

Il y a finalement entretien de vibrations. Ce système utilisé dans la clarinette, le hautbois, le saxophone, etc.....

Enfin, on emploie aussi *l'anche libre* (fig. 222) qui ne diffère de la précédente que parce que l'anche ne vient pas buter contre le rebord du tuyau, mais peut pénétrer à l'intérieur.

Dans les deux cas, on peut régler la longueur de la partie utile de l'anche à l'aide de la *rasette* qui est une tige légère qui vient s'appuyer sur l'anche.

On peut considérer que les vibrations de l'anche sont des oscillations de relaxation alors que les vibrations de la colonne d'air sont des oscillations pendulaires. Ces dernières synchronisent exactement les vibrations de l'anche si bien que, pratiquement, la hauteur du son produit ne dépend pas de l'anche mais des dimensions du tuyau. Il ne faut pas que la fréquence propre de l'anche soit exactement égale à celle du tuyau mais qu'elle en soit seulement voisine. La *rasette* sert précisément à déterminer les conditions optima. Quand l'instrument doit fonctionner dans une gamme étendue de fréquences (clarinette, hautbois, etc...), ce sont les lèvres de l'instrument qui jouent le rôle de la rasette et qui, suivant la note à fournir, diminuent ou augmentent la longueur utile de l'anche.

327. — Tuyaux ouverts et tuyaux fermés. — L'autre extrémité du tuyau peut s'ouvrir directement dans l'atmosphère ou, au contraire, être fermée par une cloison. Dans le premier cas on aura *un tuyau ouvert;* dans le second *un tuyau fermé.*

La colonne d'air enclose dans le tuyau peut vibrer suivant différents

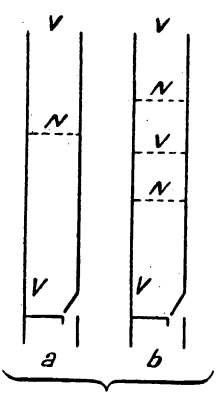


Fig. 223.

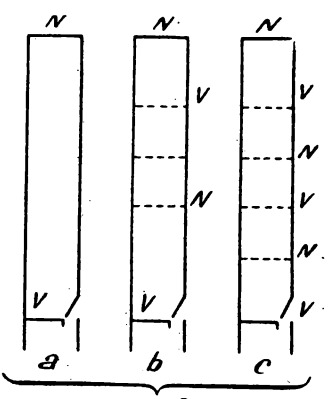


Fig. 224.

modes. Mais on comprend facilement que les conditions suivantes doivent être obligatoirement remplies :

I. L'extrémité comportant le système de mise en vibration doit être forcément un *ventre* puisque c'est là, précisément, que se créent les mouvements vibratoires initiaux.

a) *Tuyaux ouverts.* — L'extrémité libre du tuyau étant directement en

communication avec l'atmosphère peut être le siège de mouvements vibratoires intenses. Ce sera donc naturellement un *ventre*.

Cette considération, avec celle du paragraphe précédent, nous permet d'imaginer facilement comment le tuyau pourra vibrer.

Nous avons montré, en effet (paragraphe 279), que nœuds et ventres de vibrations se suivent obligatoirement et sont séparés par une distance égale à $\frac{\lambda}{4}$.

Dans la disposition de la figure 223, nous pourrons écrire, si l est la longueur du tuyau et si λ_1 correspond à la longueur d'onde sonore émise :

$$l = \frac{2\,\lambda_1}{4} \text{ ou } \frac{\lambda_1}{2}$$

on dit alors que le tuyau vibre en 1 /2 onde.

Dans la disposition de la figure 223 (*b*) on aurait de même en appelant λ_2 la longueur d'onde sonore

$$l = \frac{4\,\lambda_2}{4}.$$

De cela, on peut déduire que : $2\,\lambda_1 = \lambda_2$, et que la fréquence émise dans la disposition de la figure 223 (*b*) est à l'octave de la fréquence correspondant à la figure 223 (*a*), puisque $\lambda = \frac{V}{F}$.

On verrait, de même, que les modes successifs de vibrations correspondent aux harmoniques de la vibration fondamentale : 2, 3, 4, 5, 6, 7, etc...

II. b) *Tuyaux fermés* (fig. 224). — Cette fois, il y a, nécessairement, un nœud de vibrations à l'extrémité du tuyau puisque les ondes sonores y rencontrent une paroi qui les arrête.

Les plus simples combinaisons sont celles des figures 224, *a*, *b*, *c*.

Pour la première, nous pouvons écrire :

$$l = \frac{\lambda'_1}{4}.$$

Le tuyau vibre en *quart d'onde*.

Par rapport au tuyau ouvert de même longueur, nous pouvons écrire :

$$\frac{\lambda'_1}{4} = \frac{\lambda_1}{2}$$

d'où

$$\lambda'_1 = 2\,\lambda_1.$$

Nous en pouvons déduire que *le son fondamental* d'un *tuyau ouvert* est l'octave aiguë de celui d'un tuyau fermé de même longueur.

On montrerait, de la même façon, qu'un tuyau fermé donne le même son fondamental qu'un tuyau ouvert de longueur double.

Les autres répartitions (*b*, *c*) correspondent aussi aux harmoniques suivants du son fondamental émis : 1, 3, 5, 7, 9.

328. — Timbre et hauteur des sons produits. — Le timbre des sons produits dépend de nombreux facteurs, dont les principaux sont :

a) forme du tuyau;

b) nature du tuyau (bois ou métal);

c) nature du mode d'excitation (lèvre, anche libre, anche battante).

On passe du son fondamental aux harmoniques en modifiant la vitesse de l'air dans l'embouchure.

Dans de nombreux instruments de musique, on modifie la longueur du tuyau sonore, soit à l'aide de pistons, soit en ouvrant ou en fermant des trous à des distances convenables.

CHAPITRE XXII

Téléphone — Microphone.

329. — Généralités. — Les sons normaux émis dans l'air sont rapidement absorbés et la portée utile ne peut jamais être très grande. Seuls les ébranlements de forte intensité peuvent parvenir à plusieurs dizaines de kilomètres : telle est, par exemple, la brusque variation de pression déterminée par une violente explosion.

Dès le XVIIIe siècle, des chercheurs ont essayé de résoudre le problème de la transmission des sons à grande distance. C'est ainsi qu'en 1782, un moine français, *dom Gauthey*, présentait à l'Académie un projet pour le transport lointain des sons.

Le principe consistait à canaliser l'énergie sonore dans des tubes métalliques. Des expériences entreprises réussirent parfaitement. On aurait pu, par ce moyen purement acoustique, transmettre des sons à des distances considérables. On renonça au système devant les dépenses d'installation. Le principe des *tuyaux acoustiques* ne fut guère utilisé que pour communiquer entre les différentes pièces d'un appartement.

Le *téléphone à ficelle* part d'une idée quelque peu différente. Deux membranes vibrantes sont réunies par un fil rigide et tendu. En parlant devant l'une d'elles on provoque les vibrations de l'autre. Les applications de ce procédé furent limitées à des jouets.

La véritable solution, celle qui devait connaître le développement considérable que l'on sait, devait venir plus tard et devait comporter la *traduction électrique du son.*

330. — Téléphone électrique. — Le principe du téléphone électrique fut décrit avec précision par le français *Bourseult* en 1854. Bourseult ne réalisa pas son idée.

Les mots : *téléphone électrique* furent employés en 1861, par l'Allemand *Philip Reiss* qui réussit à transmettre électriquement des sons à une distance d'une centaine de mètres. L'appareil de Reiss ne permettait pas le transport de la parole.

Cette partie la plus intéressante du problème fut pratiquement résolue en 1876 par *Graham Bell* et *Auguste Watson* à l'exposition de Philadelphie.

331. — Téléphone de Graham Bell. — Le Téléphone de Bell était d'une étonnante simplicité (fig. 225).

A l'extrémité d'un barreau aimanté droit on bobine un certain nombre de spires. On place devant l'aimant une mince membrane métallique de fer doux, susceptible de vibrer. Pour la commodité, cette membrane est encastrée dans un cornet de buis tourné. Ce téléphone est successivement *émetteur* et *récepteur*. La bobine est reliée à celle d'un appareil exactement semblable, installé à l'autre poste.

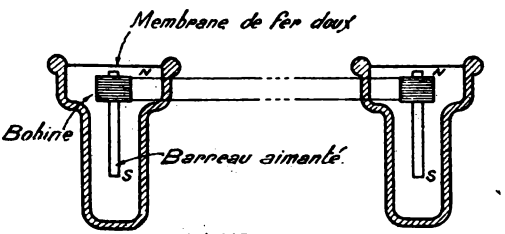


Fig. 225.

Lorsqu'on parle devant un des appareils on fait vibrer la plaque qui en s'approchant et en s'éloignant de l'aimant, modifie la reluctance du circuit magnétique suivant le rythme des vibrations acoustiques. Il y a donc des variations vibratoires d'induction magnétique dans la bobine. Celle-ci est donc le siège de courants induits qui constituent, précisément, la *traduction électrique des sons.*

332. — Traduction électrique des sons. — Par cette expression il faut entendre que ces courants répondent aux conditions suivantes :

a) Ils ont la même fréquence que les vibrations sonores.

b) Leur amplitude est proportionnelle aux différentes vibrations sonores.

La traduction électrique, pour être *fidèle*, exige qu'un certain nombre de conditions soient remplies. Nous ne pouvons traiter ici cette question en détail, mais nous nous réservons de revenir sur ce problème dans la suite de cet ouvrage. Pour l'instant, nous voulons seulement donner à nos lecteurs quelques renseignements élémentaires.

Si le son produit devant le téléphone est un *son pur*, il correspond à des vibrations sinusoïdales. La traduction électrique donnera naissance à un courant induit sinusoïdal. Si le son comporte l'harmonique II, le courant alternatif produit comportera aussi cet harmonique; son amplitude, par rapport aux vibrations fondamentales, sera la même que dans

les vibrations sonores. S'il s'agit de plusieurs sons émis simultanément, comme dans un orchestre, il en résultera évidemment des vibrations complexes de l'air. Mais ces vibrations sont toujours décomposables en une série de vibrations simples. Il en sera de même dans le courant alternatif résultant.

Tout cela suppose évidemment que la plaque du téléphone est capable de vibrer pour une gamme de fréquences très étendues. Pour être parfaitement fidèle, elle devrait pouvoir suivre les vibrations sonores dans toute l'étendue du spectre audible (entre 16 et 30 000 hertz).
Le transmetteur de Bell était loin de remplir cette condition, et nous verrons plus loin quelles en étaient les conséquences.

333. — Reproduction des sons. — Les courants induits ainsi produits sont transmis par la ligne téléphonique et viennent agir sur la bobine du téléphone récepteur.

La plaque vibrante est, normalement, attirée par l'aimant. Au repos il y a équilibre entre l'élasticité de la plaque et l'attraction de l'aimant. Suivant leur sens, les courants induits ajoutent leur action à celle de l'aimant (dans ce cas, la plaque se rapproche) ou, au contraire, contrarient son action (et, dans ce cas, la plaque s'éloigne). D'après ce mécanisme simple, on peut comprendre que les courants induits provoquent des mouvements de la plaque de part et d'autre de sa position d'équilibre. *En d'autres termes, ils la font vibrer.* Ces vibrations, images des vibrations initiales, sont transmises à l'air et constituent une copie des sons émis devant le téléphone transmetteur. Ainsi, en parlant et en écoutant successivement devant les téléphones de chaque station, on peut échanger une conversation.

Le téléphone de Graham Bell avait le défaut de manquer de sensibilité; il faut entendre par là que l'amplitude *des courants téléphoniques* était faible. Les caractéristiques des lignes avaient pour effet de diminuer rapidement cette amplitude, aussi les communications à grande distance étaient-elles impossibles. Pour qu'il en soit autrement il fallut modifier et perfectionner l'appareil.

334. — Microphone de Hughes. — *Hughes*, professeur anglais, est l'inventeur du *microphone à charbon* (fig. 226).

Une simple planchette de bois porte deux blocs de charbon dur (charbon de cornue) creusés d'une petite cuvette. Entre les deux cuvettes on place un léger crayon de charbon, taillé en pointe aux deux extrémités. Une pile de quelques volts est intercalée dans le circuit qui comporte :

le microphone, la source, la ligne, et un récepteur de même principe que celui de Graham Bell.

Le crayon de charbon placé entre les deux cuvettes constitue un conducteur à *contact imparfait*. La résistance électrique varie considérablement avec la pression exercée entre le charbon et les cuvettes. Lorsque la

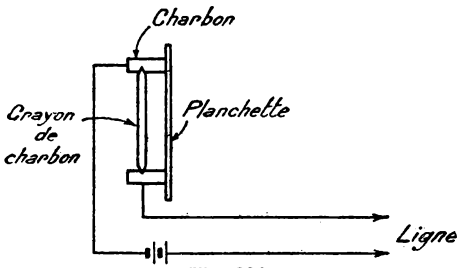


Fig. 226.

planchette de bois vibre sous l'influence des sons, elle communique au système des variations de pression, précisément proportionnelle aux amplitudes des vibrations sonores. La résistance électrique du circuit varie donc en accord avec les vibrations infligées à la planchette. D'après la loi d'Ohm, l'intensité du courant dans le circuit subit les mêmes variations. C'est donc un moyen indirect d'obtenir un courant *téléphonique* et l'expérience montre facilement que la sensibilité du système est beaucoup plus grande que celle du téléphone de Bell.

335. — Courant téléphonique. Courant porteur, courant modulé. — Avant d'aller plus loin dans cet exposé, il importe de souligner les différences essentielles qui existent entre le téléphone de Bell et celui de Hughes.

Dans le premier *le courant téléphonique* est produit *directement* par les vibrations sonores. On obtient un courant variable représentant une certaine *puissance électrique* et l'origine de celle-ci est exclusivement *la puissance acoustique* produite devant la plaque vibrante et recueillie par elle. Nous avons déjà eu l'occasion de souligner combien la puissance acoustique mise en jeu dans une conversation était faible. Cela nous permet de comprendre une des raisons pour lesquelles la portée du téléphone de Bell est très réduite : la puissance mise en jeu n'est qu'une infime fraction de la puissance acoustique produite, elle-même extrêmement faible.

Au contraire, dans le microphone de Hughes, la puissance électrique

convertie en courant téléphonique, *est empruntée à la source de courant.* En réalité, le microphone n'est pas, comme le téléphone, un *transformateur d'énergie*, mais un véritable *relais* dont le rôle se borne à découper, *à moduler* d'une manière convenable la puissance électrique fournie par la pile. On peut d'ailleurs augmenter cette dernière en augmentant la tension et en plaçant plusieurs microphones en série ou en parallèle.

Lorsqu'on ne produit aucun son devant la membrane du microphone, le circuit est traversé par un courant continu dont l'intensité est fixée par la résistance totale du circuit. Si nous représentons graphiquement cette intensité, nous obtiendrons une ligne horizontale (fig. 227).

Un son produit devant le microphone a pour effet d'augmenter et de diminuer périodiquement la valeur instantanée de la résistance de telle sorte que la *valeur moyenne* de la résistance demeure exactement ce qu'elle était quand aucun son n'était produit. En conséquence, l'intensité

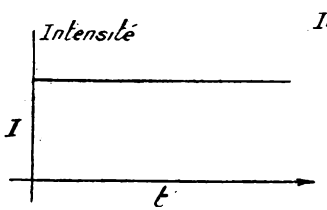


Fig. 227.

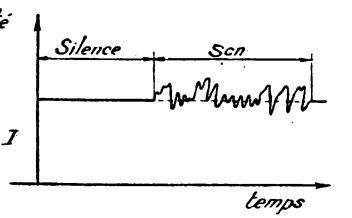


Fig. 228.

moyenne de courant demeure inchangée et c'est seulement *l'intensité instantanée* qui varie en traduisant électriquement les vibrations sonores.

Si nous représentons graphiquement le phénomène, nous obtiendrons, par exemple, une courbe comme sur la figure 228.

L'examen de ce graphique nous permet de comprendre immédiatement pourquoi le téléphone utilisant un microphone est dit à *courant porteur.* On peut, en effet, admettre que le courant résultant est dû à la superposition d'un courant continu d'intensité constante : le courant porteur et d'un courant alternatif : *courant téléphonique* ou *courant de modulation.*

336. — Transformateur ou bobine d'induction. — L'énergie utile est évidemment le courant de modulation. Il n'est nullement nécessaire d'envoyer le courant porteur dans la ligne. Bien mieux, il est évident qu'une fraction de l'énergie électrique de la pile sera perdue par effet Joule dans les conducteurs.

Un transformateur spécial (fig. 229) appelé *bobine d'induction* dans la langue des téléphonistes, permettra d'obtenir, d'un seul coup, divers résultats intéressants :

a) Séparation du courant porteur et du courant téléphonique.

b) Élévation de la tension alternative qui correspond au courant téléphonique.

Cette élévation de tension ne correspond évidemment à aucun gain

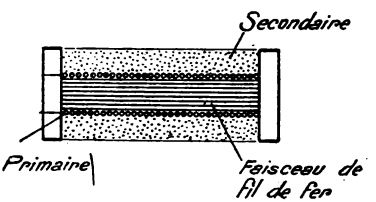


Fig. 229.

d'énergie, mais elle permet le transport le long des lignes dans des conditions meilleures. Le problème est ici un peu le même que le transport d'une énergie électrique à grande distance. En élevant la tension au départ, l'intensité efficace qui circule dans la ligne est plus faible et les pertes par effet Joule sont plus réduites (fig. 230).

A l'arrivée on peut, s'il y a lieu, abaisser la tension à l'aide d'une autre bobine d'induction.

Pratiquement cette dernière est réalisée de la façon suivante (fig. 229).

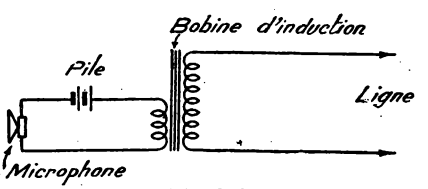


Fig. 230.

Le circuit magnétique est un noyau droit constitué par un faisceau de fils de fer doux (pour éviter les pertes par courant de Foucault).

Le primaire comporte quelques spires de forte section, bobinées sur le noyau.

Le secondaire comporte un grand nombre de spires de fil fin.

Grâce à la bobine d'induction, il est possible d'obtenir des portées beaucoup plus grandes sans que la résistance de la ligne vienne influer d'une manière trop importante.

337. — Perfectionnements apportés au microphone de Hughes. — Tel que nous l'avons décrit, le microphone de Hughes ne pouvait donner qu'une reproduction insuffisante de la parole. Les perfectionnements furent nombreux mais le principe initial fut conservé.

Une des premières améliorations consista à remplacer l'unique crayon de charbon par une série de crayons disposés en série parallèle (fig. 231).

Après cela on a imaginé le microphone à grenailles de charbon, utilisé

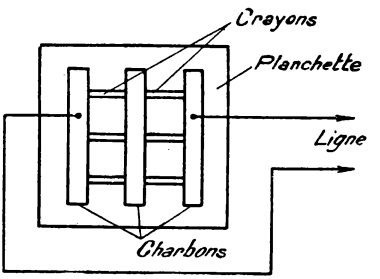


Fig. 231.

d'une manière générale dans les réseaux téléphoniques. Les crayons de charbon sont remplacés par des granules sphériques de graphite, maintenues entre une plaque vibrante et des alvéoles (fig. 232).

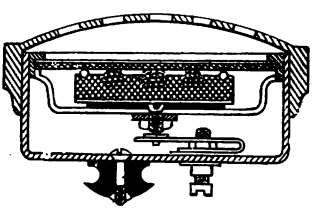


Fig. 232.

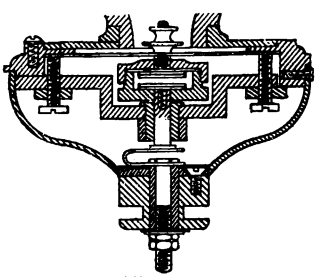


Fig. 233.

Dans le microphone *solid-back* une plaque vibrante est solidaire d'une électrode en graphite qui vient s'appuyer plus ou moins sur une autre électrode de même composition (fig. 233).

338. — Microphone à condensateur ou électrostatique (fig. 234). — Tout autre est le principe du *microphone à condensateur* ou *microphone électrostatique.*

Deux plaques conductrices placées parallèlement à une très faible distance sont isolées l'une de l'autre. L'une d'elles est fixe et l'autre peut

vibrer. Il est évident que les deux plaques constituent un condensateur. Tout rapprochement des électrodes correspond à une augmentation de capacité, tout éloignement à une diminution. Ces variations de capacités peuvent être traduites en variations de tension.

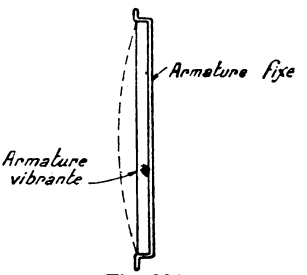


Fig. 234.

339. — Microphone électrodynamique. — Une bobine B, représentée en coupe sur la figure 235 est placée dans un champ magnétique puissant, concentré par des pièces polaires. Chaque déplacement de la bobine se traduira par l'apparition d'une tension induite puisque, dans son mouvement, la bobine est contrainte de couper les lignes de force.

Si la bobine est solidaire d'une plaque vibrante nous obtiendrons

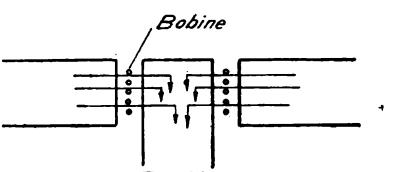


Fig. 235.

un courant téléphonique sous l'influence des sons. C'est le principe *du microphone électrodynamique.*

340. — Microphone piézo-électrique. — Nous avons déjà eu l'occasion de signaler qu'en communiquant à certains cristaux (quartz, sel de Seignette, tourmaline) des compressions ou des extensions on provoquait l'apparition de tensions électriques sur les faces opposées. Si les vibrations d'une plaque sont mécaniquement transmises à un cristal convenablement taillé, il sera possible de recueillir des tensions téléphoniques. C'est le principe du *microphone piézo-électrique.* Les *cellules sonores* (soundcells) sont simplement constituées par des combinaisons série-parallèles

de cristaux convenablement taillés. Les faces des cristaux sont argentées pour faciliter les connexions.

341. — Qualités et défauts des microphones. Définition de la sensibilité. — Les principales qualités d'un microphone sont :

La sensibilité c'est-à-dire son aptitude à donner des tensions téléphoniques importantes pour des sons relativement faibles.

Un microphone est d'autant plus sensible qu'il donne une tension plus élevée pour une même intensité sonore.

La sensibilité d'un microphone s'exprime en *décibels*, le niveau de référence choisi correspond à 1 volt pour 1 barie (ou dyne par cm^2).

D'après cela, on mesurera la sensibilité d'un microphone comme le rapport, traduit en décibels, entre la tension fournie et 1 volt (tension de référence) pour l'intensité de référence (1 dyne par cm^2).

On dira par exemple que la sensibilité d'un microphone est de — 68 décibels. C'est dire que la tension fournie pour une intensité acoustique de 1 barye correspond à une tension dont la valeur, par rapport à 1 volt, est de — 68 décibels.

Calculons ce rapport en données linéaires.

Quand il s'agit de *tensions* un rapport de — 68 décibels, correspond à

0,004571.

D'après cela nous pourrons calculer le *gain* ou l'amplification nécessaire pour obtenir la tension dont nous avons besoin.

La fidélité c'est-à-dire son aptitude à se comporter de la même façon dans toute la gamme des fréquences audibles.

Les microphones à charbons sont particulièrement sensibles, par contre ils sont peu fidèles. Nous avons déjà expliqué qu'ils doivent leur sensibilité à ce fait qu'ils sont en réalité des relais et non pas des transformateurs d'énergie.

On a pu, d'ailleurs, réaliser, pour la radiodiffusion des microphones à charbon d'une fidélité suffisante. Toutefois, ce résultat n'a été obtenu qu'au détriment de la sensibilité.

Un défaut important de certains microphones, c'est *le bruit de fond.* Même en l'absence de vibrations sonores, le microphone produit une modulation qui se traduit par un bruit de fond dans les récepteurs. L'intensité de ce bruit de fond est constante. On conçoit qu'il puisse devenir rapidement gênant s'il s'agit de recueillir des sons de très faible amplitude.

Les microphones à charbon produisent généralement un bruit de fond important.

342. — Perfectionnement aux récepteurs ou écouteurs téléphoniques. — Les perfectionnements qu'on a fait subir au récepteur téléphonique sont beaucoup moins importants.

Le dessin de la figure 236 le montre nettement. L'aimant droit a été remplacé par un aimant circulaire, si bien que le flux magnétique circule de l'aimant dans la plaque vibrante en ne traversant que les deux intervalles d'air très réduits. L'intensité du champ magnétique peut ainsi être beaucoup plus grande et la sensibilité en est améliorée. Les bobines sont enroulées sur chacune des extrémités polaires. On peut connecter deux écouteurs en série (fig. 237).

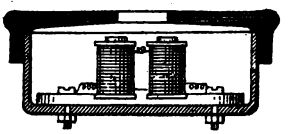


Fig. 236.

Certains modèles d'écouteurs sont réglables : il faut entendre par là qu'on peut faire varier la distance qui sépare la masse polaire de la plaque vibrante. Il est ainsi possible de régler la sensibilité.

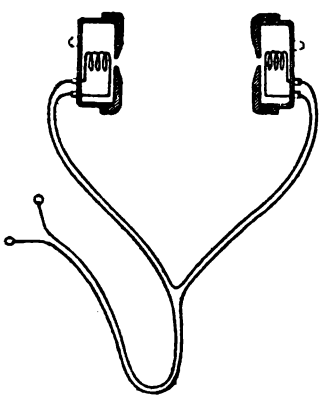


Fig. 237.

Le modèle « Brown » appartient à ce type. La partie motrice est distincte de la partie vibrante. La première est une lame de fer doux; le seconde est un mince cône d'aluminium.

Dans certains modèles (installations à batteries centrales) le champ magnétique n'est pas produit par un aimant permanent, mais les bobines sont parcourues :

1) par le courant téléphonique;

2) par le courant de ligne, suffisant pour déterminer l'aimantation.

Il y a de multiples modèles de récepteurs téléphoniques sur lesquels nous aurons l'occasion de revenir dans le chapitre du tome III consacré aux haut-parleurs.

Bornons-nous à signaler que les microphones transformateurs d'énergie (il faut donc excepter le microphone à charbon) sont reversibles. En présence d'un son ils fournissent un courant téléphonique et, réciproquement, ils traduisent en vibrations sonores un courant téléphonique.

APPENDICE DU CHAPITRE XXII

I. — Microphones du type « vélocité » et du type « pression ».

Dans l'étude du phénomène sonore, nous avons montré par les schémas, des figures 209-210-211, comment on pouvait imaginer les particules constituantes du milieu élastique dans lequel se propagent les vibrations.

Nous avons indiqué qu'on pouvait distinguer :

a) pression instantanée (proportionnelle au nombre de particules dans l'unité de volume). On définirait aussi bien : pression maximum, pression efficace de...

b) vélocité des particules.

A une certaine distance de la source ces deux qualités sont proportionnelles, si bien qu'il peut sembler indifférent de prendre l'une ou l'autre pour mesurer l'intensité des phénomènes sonores. Toutefois, il y a une différence extrêmement importante entre les deux quantités puisque la seconde est une *quantité dirigée.*

On peut réaliser des microphones sensibles soit à la *pression*, soit à la *vélocité.* Les premiers n'auront qu'un effet directif peu marqué, c'est-à-dire qu'ils seront pratiquement aussi sensibles pour les sons venant de toutes les directions. Les seconds, au contraire, ne seront sensibles que dans l'axe correspondant à la propagation du son, c'est-à-dire dans le sens du mouvement des particules.

Ils seront par contre, totalement insensibles pour les sons dont l'axe de propagation est à 90° de l'axe de sensibilité maximum.

II. — Courbe de sensibilité en coordonnées polaires.

On peut mettre ces effets en évidence en relevant la courbe de sensibilité du microphone en *coordonnées polaires.* On prend comme axe zéro une position quelconque du microphone et on mesure sa sensibilité en orientant soit le microphone soit la

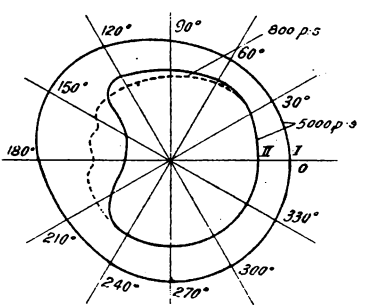


Fig. 238.

source sonore, suivant un angle qu'on mesure. On peut ainsi tracer le diagramme qui là permet de connaître d'un seul coup d'œil la sensibilité.

Ainsi, par exemple, la courbe de sensibilité d'un microphone piézo-électrique, type pression (sound cell), sera celle de la figure 238, courbe I. On voit qu'il n'y a pratiquement aucun effet directif.

La courbe II est celle d'un microphone électrodynamique du type *pression.* Il y a un effet directif assez net qui s'explique par les considérations suivantes :

Il est nécessaire, que les dimensions du microphone soient négligeables par rapport à la longueur d'onde sonore. Cette condition peut être facilement réalisée pour un microphone piézo-électrique, mais elle l'est beaucoup plus difficilement pour un micro-

phone à diaphragme. D'autre part, le support du diaphragme porte derrière lui, une véritable *ombre sonore* d'où l'effet indiqué sur la figure 238. L'effet directif serait pratiquement nul pour des fréquences plus basses (voir courbe en pointillé). Pour le microphone I les deux courbes sont confondues.

La courbe (fig. 239) est celle d'un *microphone à ruban* (électrodynamique) du type *vélocité*. On voit que la sensibilité est nulle dans l'axe 90°. Cette propriété sera précieuse dans certains cas : lorsque les bruits parasites sont intenses autour de la source qu'on

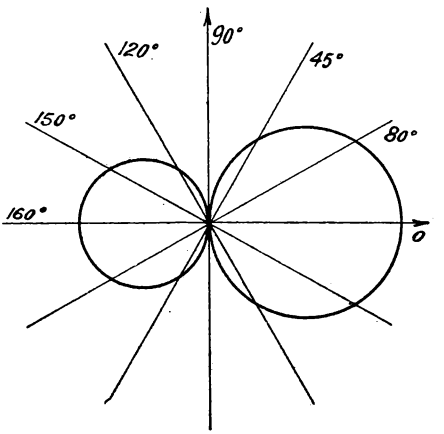


Fig. 239.

veut écouter. On pourra aussi éviter, de la sorte, des phénomènes d'échos, ou certain phénomène particulier dit *effet Larsen* sur lequel nous aurons l'occasion de revenir par la suite.

III. — Note sur la fidélité des microphones.

L'étude des microphones nous donne un excellent exemple d'application de l'unité de transmission ou décibel. Le microphone est un appareil qui nous donne une *puissance électrique*, en fonction d'une puissance acoustique.

Un microphone parfaitement fidèle sera celui qui donnera toujours la même *puissance électrique* quand on lui soumet la *même puissance acoustique* quelle que soit la fréquence.

Nous pourrons condenser les résultats de toute une série d'essais dans un seul graphique. Pour que cette courbe soit une image vraie des propriétés acoustiques du microphone il faudra :

a) traduire les ordonnées en décibels, ainsi les variations seront d'accord avec nos sensations;

b) utiliser, pour les abscisses, une échelle logarithmique pour repérer les fréquences.

Comment choisirons-nous le niveau zéro décibel? Il est probable que le microphone manifeste une sensibilité pratiquement constante dans une certaine gamme de fréquence. Il est, dès lors, logique de choisir la puissance correspondante comme niveau de référence.

Quand la sensibilité sera plus grande nous obtiendrons un écart compté en *décibels positifs;* quand elle sera moins grande, l'écart sera compté en *décibels négatifs.*

Remarquons d'ailleurs, que ce choix n'a aucune importance autre que la commodité. En prenant arbitrairement un autre niveau, de référence nous déplacerons simplement

la courbe mais nous n'en changerons pas la forme et c'est, précisément, ce qui importe.

A titre documentaire, nous avons tracé, figure 240, la courbe de fidélité de deux microphones. La fidélité du microphone I est pratiquement parfaite (microphone à cristal). Celle du n° II est, elle aussi, très bonne. Il ne s'agit pas, d'ailleurs, de microphones téléphoniques ordinaires mais d'appareils destinés à la radio-diffusion.

IV. — Note sur l'intelligibilité de la parole en téléphonie.

On pourrait être tenté d'apprécier la qualité d'une transmission d'après la facilité avec laquelle on peut *comprendre* les paroles reproduites. Ce serait faire une grave erreur sur laquelle nous devons immédiatement insister pour éviter des confusions.

En effet, il importe de ne pas confondre *intelligibilité* et *fidélité de reproduction*. Le premier terme traduit la facilité de compréhension; le second définit la qualité musicale.

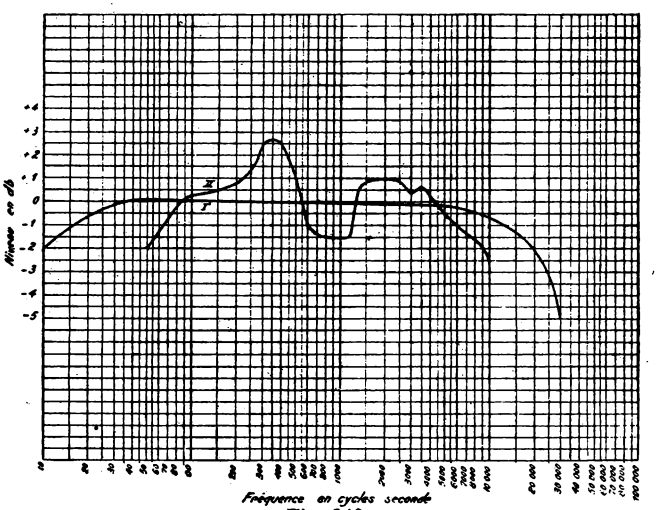


Fig. 240.

Une transmission sera parfaitement intelligible s'il est possible de saisir toutes les paroles d'un correspondant sans faire un effort spécial d'attention. On peut montrer que, dans ce cas, *les fréquences les plus utiles à transmettre sont comprises entre* 900 *ou* 1.000 *et* 2.000 *périodes par seconde. Les basses fréquences, loin d'aider à la compréhension, la rendent, au contraire, plus mauvaise.* Aussi, dans un réseau téléphonique, établi uniquement pour l'échange des conversations, ne transmet-on, en général, qu'une bande mince de fréquence (de 1 000 à 2 000 périodes par seconde). Les caractéristiques des microphones, lignes, récepteurs sont établies dans ce but. Un tel système permettra de comprendre le sens des paroles mais, d'une manière générale, trahira les *timbres*. Aussi est-il fréquent, en téléphonie, de ne pas reconnaître la voix de son correspondant, même quand il s'agit d'une personne que l'on connaît bien.

Au contraire, *la fidélité de reproduction* suppose la transmission de *toutes les fréquences* musicales, ou, tout au moins, d'une étendue de fréquences aussi grande que possible.

Ces quelques remarques permettent d'observer qu'il est tout à fait faux de juger la qualité d'un récepteur de radiodiffusion d'après la facilité avec laquelle on comprend une émission parlée.

CHAPITRE XXIII

Enregistrement des sons.

343. — Phonographes. Historique et généralités. — Fixer définitivement les paroles et les sons a semblé longtemps une chose impossible. Certains auteurs prétendaient que les paroles pouvaient se congeler sous l'influence du froid et se libérer par réchauffement. D'où, dans *Rabelais*, l'épisode des *paroles gelées*.

Cyrano de Bergerac a curieusement décrit un phonographe sans avoir eu l'idée du principe : il s'agit d'après lui d'un livre parlant, contenu dans une boîte munie d'un mécanisme d'horlogerie. On appuie l'aiguille sur la page qu'on désire entendre et l'appareil se met à parler.

Tout cela n'est, évidemment, qu'imagination et ne constitue pas, à vrai dire, une invention.

Beaucoup plus sérieux était le *phonautographe* de *Scott* (1857) qui proposa d'inscrire les vibrations sonores sur un cylindre enduit de noir de fumée au moyen d'une soie de porc fixée à une membrane devant laquelle les sons étaient produits. Mais il n'était pas question de *reproduire* les sons enregistrés.

Le premier inventeur semble bien avoir été le français *Charles Cros* qui déposa en 1877 un pli cacheté à l'Académie des Sciences, pli donnant une description très exacte du système, qu'il nommait le *Paléophone* (la voix du passé). Enregistrement et reproduction sur disque sont nettement décrits et Charles Cros réalisa même un appareil avec des moyens de fortune.

Edison décrivit l'invention du phonographe dans un brevet pris en 1878. L'enregistrement était fait sur une feuille d'étain placée sur un cylindre. Il n'y avait pas de mouvement d'horlogerie, la machine était entraînée à la main.

Il est certain que cette invention fut indépendante de celle de Charles Cros.

Le phonographe fut présenté à l'Académie des Sciences en 1878. Certains académiciens ne voulurent point en croire leurs oreilles et supposèrent qu'il s'agissait d'une grossière supercherie...

Pendant de longues années le phonographe demeura un jouet ou, tout au plus, une curiosité. Il fallut attendre l'après-guerre et montrer

les possibilités de l'enregistrement électrique pour que le phonographe pût réellement prétendre à la reproduction fidèle de la musique et de la parole.

344. — Enregistrement direct. — Les premiers phonographes étaient à *enregistrement direct.* Il faut entendre par là que c'est *l'énergie sonore* elle-même qui était chargée d'inscrire sa trace dans la matière.

Le principe du système est schématisé figure 241. Les sons enregistrés sont produits devant un pavillon conique au fond duquel est placé le diaphragme. Celui-ci est solidaire d'une pointe traceuse, véritable burin, qui creuse un sillon dans une matière plastique quelconque (cire, composé à base de paraffine, couche de laque cellulosique, etc.).

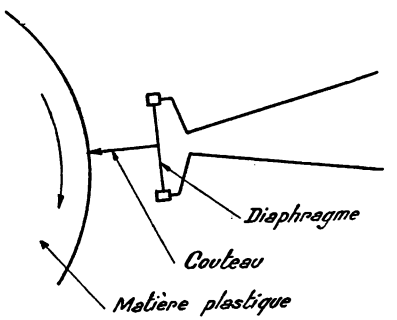


Fig. 241.

Fig. 242.

Le sillon décrit par le burin peut être une hélice tracée sur un cylindre, comme dans les premiers phonographes dits : *à rouleau* ou une spirale décrite sur la surface d'un disque plat.

Les vibrations peuvent être utilisées de deux manières différentes :

a) *Pour faire varier la profondeur du sillon.* — C'est un procédé abandonné aujourd'hui, qui connut un grand succès, avant l'ère de l'enregistrement électrique. C'était le principe du phonographe d'Edison et des phonographes à saphir. Les sillons sont toujours régulièrement espacés, mais leur coupe donne, par exemple, le résultat de la figure 242.

b) *Pour déplacer latéralement le burin.* — La pointe traceuse vibre, par conséquent, de part et d'autre du sillon régulier qui correspond au silence. La vue en plan de ce dernier est donnée figure 243.

Les enregistrements stéréophoniques dits 45/45 utilisent une gravure combinant les deux mouvements à partir d'un biseau à 90° ; chaque flanc de ce sillon en V porte alors une modulation différente. Le graveur est donc à deux entrées de modulation (canal gauche et canal droit).

345. — Reproduction directe. — Un système analogue au système enregistreur est utilisé pour la reproduction; on remplace simplement le

burin par une pointe qui n'entame pas la matière plastique. En faisant tourner le cylindre ou le disque à la même vitesse que pour l'enregistrement la forme du sillon contraint le diaphragme à décrire les mêmes vibrations et le son est reproduit.

346. — Limitations de l'enregistrement. — L'enregistrement des sons par la méthode directe ne peut permettre une restitution parfaite pour de très nombreuses raisons. Nous nous bornerons à citer les principales.

L'énergie disponible, empruntée directement à l'énergie acoustique, est extrêmement faible. Il faut que la matière plastique offre une résistance aussi réduite que possible. Mais il faudrait exiger d'elle une qualité exactement inverse pour la reproduction.

Les amplitudes de vibration du diaphragme doivent être assez importantes quelle que soit la fréquence. Cette condition est impossible à satisfaire pour toutes les fréquences acoustiques. En effet, si le diaphragme est très amorti, il vibrera également pour toutes les fréquences, mais l'amplitude sera extrêmement faible. Pour obtenir une amplitude notable il faudrait que la fréquence propre du diaphragme correspondît à la fréquence à transmettre. Mais cela ne pourrait évidemment se produire que dans une mince bande de fréquence. C'est exactement le contraire de ce que nous voulons obtenir.

Comme l'énergie sonore captée doit être aussi grande que possible, il est nécessaire que les exécutants soient placés aussi près que possible de l'enregistreur. Il est impossible d'enregistrer la musique d'un grand orchestre ou un ensemble d'instruments et de voix.

347. — Enregistrement indirect ou électrique. — Toutes ces difficultés peuvent être tournées par l'enregistrement électrique.

Les sons agissent sur un microphone fidèle. En d'autres termes, on les transforme en un courant téléphonique.

Nous verrons dans la suite de cet ouvrage que la technique actuelle permet d'*amplifier* les courants téléphoniques autant qu'il est nécessaire. La *puissance acoustique* captée par le microphone était inférieure à un microwatt; mais on lui substitue un courant électrique, emprunté à des sources auxiliaires ou au secteur, qui peut correspondre *à plusieurs watts*.

C'est la puissance électrique ainsi produite qui sera utilisée pour tracer le sillon, dans une galette plastique spéciale.

Le *courant modulé* agit sur un graveur généralement électromagnétique. En gros, on peut dire que c'est l'analogue d'un écouteur télépho-

nique, mais la membrane a été remplacée par une armature de fer doux, solidaire du burin. A titre documentaire nous donnons, figure 243, le croquis d'un graveur.

Le burin est solidaire d'une palette très légère pouvant tourner autour d'un axe, et placée entre les deux pôles d'un aimant puissant. Normalement, la palette qui passe dans l'axe d'une bobine est en équilibre puisqu'elle est sollicitée également dans tous les sens. Dès qu'un courant d'un certain sens parcourt l'enroulement, un pôle nord apparaîtra, par exemple, à la partie supérieure. La palette est sollicitée dans le sens de la flèche, puisque les pôles nord la repoussent alors que les pôles sud l'attirent.

Si le courant s'inverse dans la bobine, c'est un pôle sud qui apparaîtra à la partie supérieure et la palette basculera dans l'autre sens.

Pour améliorer le rendement électrique on peut feuilleter la palette ainsi que les pièces polaires. Le montage de ce graveur doit être établ avec la plus grande précision, la suspension doit être telle qu'il n'y ait aucun jeu et la partie mobile doit être parfaitement amortie.

348. — Pressage des disques. — Dans les premiers temps du phonographe, chaque cylindre gravé nécessitait son propre enregistrement. Mais on eut très rapidement recours au moulage. Aujourd'hui, la technique du pressage des disques est la suivante :

La modulation étant donnée par lecture d'une bande magnétique enregistrée lors de la prise de son, on grave directement un premier disque. Celui-ci est un disque d'aluminium revêtu d'une laque cellulosique dans laquelle se grave le sillon. On l'appelle encore la *cire*. On procède à l'argenture de la « cire » par enduit chimique pour en rendre la surface conductrice, ce qui permet d'effectuer un dépôt de cuivre par galvanoplastie. Cette épreuve *en relief* constitue le *disque original.*

A partir de l'*original* on obtient, toujours par galvanoplastie, un second exemplaire, qui est, cette fois, en creux, comme le disque directement gravé. C'est la *mère* qu'on conserve précieusement dans les archives de la maison d'édition après en avoir obtenu un second contre-type ou « *shell* ». celui-ci servira au moulage.

Le moule est garni de deux « shell » correspondant aux deux faces du disque. La surface du sillon est imprimée à chaud sur un mince support recouvert d'une composition spéciale (généralement à base de gomme-laque). Entre ces deux feuilles superficielles est une matière plastique quelconque.

Cette technique demande, on le comprendra sans peine, beaucoup de soins et de précautions.

349. — Reproduction électrique. Pick-up. — Le graveur électromagnétique de la figure 243 est reversible. S'il est alimenté par un courant variable la palette vibrera; réciproquement les vibrations de la palette se traduiront par l'apparition aux bornes de l'enroulement de tensions téléphoniques correspondant aux caractéristiques des vibrations originales.

Pour obtenir la reproduction électrique, il suffira de remplacer le burin graveur par une aiguille qui suivra le sillon du disque à la même vitesse qu'à l'enregistrement.

Le *pick-up*[1] ou *lecteur électromagnétique* est donc semblable au microphone. Remarquons toutefois que le premier traduit le son en courant modulé; alors que le second *traduit le mouvement.* Le premier est un

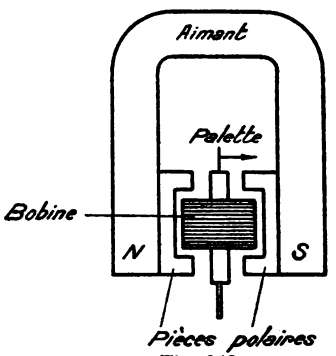


Fig. 243.

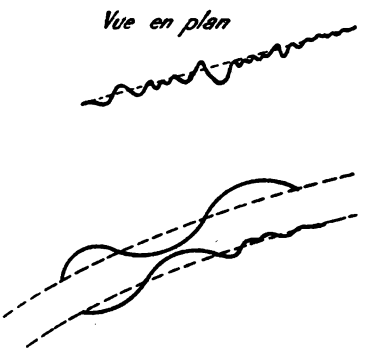


Fig. 244.

transformateur *électro-acoustique.* Le second est un transformateur *électro-mécanique.*

Le pick-up correspondant à la figure 243 est dit *électromagnétique* parce qu'il utilise les phénomènes d'induction électromagnétique. Il existe des pick-up correspondant aux différents systèmes de microphones : électrostatique, piézo-électrique, etc..., etc...

La puissance électrique fournie par un pick-up est trop faible pour actionner directement un haut-parleur. Il faut amplifier les courants fournis à l'aide d'un amplificateur.

350. — Limitations de l'enregistrement sur disque. — Dans l'état actuel de la technique, il est impossible d'obtenir une reproduction

1. Pick-up est une expression anglaise qui veut dire littéralement : *prendre dessus* et qu'on peut traduire par *ramasser.* Les expressions françaises : lecteur ou traducteur électromagnétique seraient donc bien préférables.

parfaitement fidèle des sons pour un certain nombre de raisons que nous allons exposer :

a) *Fréquences graves.* — *L'amplitude* des vibrations correspondant à une puissance acoustique donnée devient de plus en plus grande à mesure que la fréquence devient plus basse.

Pour que le disque puisse donner une audition assez longue, on est amené à serrer autant que possible la spirale d'enregistrement. Pratiquement le pas de l'hélice est de 0,25 millimètres environ. L'amplitude maximum ne doit jamais dépasser la moitié de 0,25, sinon (voir fig. 244), deux sillons pourraient chevaucher. On doit même garder une certaine marge de sécurité sinon l'épaisseur de matière entre deux sillons serait trop faible pour permettre un fonctionnement de quelque durée.

b) *Fréquences moyennes.* — Si l'on tient compte des obligations ci-dessus, et qu'on veuille enregistrer les fréquences les plus basses, on constate que l'amplitude correspondant aux fréquences moyennes devient beaucoup trop faible. Elle est de l'ordre de grandeur des irrégularités du sillon. Non seulement l'audition serait faible, mais le bruit de fond serait intense. Dans ces conditions, l'enregistrement des fréquences élevées devient impossible parce que l'amplitude de déplacement du graveur est petite par rapport à la largeur du sillon.

On comprend aisément que le problème ainsi posé ne soit pas facile à résoudre. La solution adoptée est la suivante : on réduit volontairement l'amplitude des fréquences inférieures à 150 périodes par seconde (ce qui correspond à deux octaves du spectre des fréquences). Cela permet de donner aux fréquences moyennes une amplitude suffisante pour que le bruit de fond (ou bruit d'aiguille) soit négligeable dans la plupart des cas.

c) *Fréquences élevées.* — L'amplitude correspondant aux fréquences de 5 000 à 12 000 hertz devient très faible, d'où la recherche d'une matière dure à grain fin, d'une part, et une évolution de la technique vers un sillon étroit avec pointe lectrice très fine. Les sinuosités correspondant aux fréquences élevées sont détruites les premières dès que la pointe s'use et se comporte en burin.

351. — Caractéristiques du système reproducteur. — Nous venons d'observer que certains défauts d'enregistrement sont inévitables, mais on peut les compenser dans une certaine mesure par la reproduction électrique. Il est relativement facile de réaliser le système reproducteur de telle sorte que les fréquences inférieures à 150 hertz soient amplifiées

davantage que les fréquences supérieures et justement dans la proportion nécessaire pour compenser le défaut d'enregistrement.

352. — Qualités d'un pick-up et usure des disques. — Un pick-up de bonne qualité doit donner une reproduction également bonne de toutes les fréquences supérieures à 150 hertz. Pour les fréquences plus basses il doit fournir une puissance électrique légèrement plus grande et compenser ainsi, dans une certaine mesure, les défauts de l'enregistrement. Il ne doit présenter aucune résonance parasite qui se traduirait par une exagération de certaines fréquences.

Pour arriver à ce dernier résultat on est généralement amené à amortir la palette mobile. Mais cet amortissement ne doit point avoir pour effet de s'opposer rigidement aux déplacements latéraux de l'aiguille. S'il en était ainsi, l'aiguille ne pourrait suivre le sillon voisin ou provoquerait une usure rapide du disque.

Si l'amortissement est judicieusement réalisé l'effort nécessaire pour déplacer l'aiguille sera faible et le pick-up pourra être plus léger. Ce sera encore une cause de moindre usure. Dans les pick-up de qualité courante, l'amortissement est réalisé par des tampons de caoutchouc. Mais certains modèles de précision comportent une véritable frein à huile; dans d'autres modèles récents, on a pu, grâce à la légèreté de la palette mobile, supprimer tout amortissement.

La partie mobile doit être aussi très légère. Elle doit, en effet, pouvoir suivre des fréquences aussi élevées que possible sans que les phénomènes d'inertie n'interviennent d'une manière excessive.

Dans certains modèles de pick-up, c'est l'aiguille qu sert d'armature mobile. Ainsi l'inertie est réduite à son minimum.

L'usure provoquée par un excellent pick-up est notoirement moins grande que celle d'un reproducteur mécanique. Elle est, néanmoins, loin d'être négligeable. Elle dépend, en particulier, du poids effectif du pick-up et de la force de rappel du système mobile. On peut discerner sur un disque la trace d'une seule audition. L'usure qui est très apparente après une vingtaine d'auditions dépend dans une large mesure des caractéristiques de l'enregistrement et de la qualité du disque.

Il importe de changer l'aiguille (pointe en saphir artificiel ou diamant) dès qu'elle présente un méplat, qui devient dangereux pour le disque.

353. — Enregistrement photoélectrique. Principes généraux. Films sonores. — Si l'on peut dire que l'enregistrement phonographique réalise un moulage de sons, l'enregistrement photo-électrique en fait une véritable traduction photographique.

Jusqu'à l'utilisation des courants modulés produits par l'amplificateur le procédé photoélectrique ne diffère pas du procédé d'enregistrement électrique des disques.

Les sons qu'il s'agit d'enregistrer sont électriquement traduits par un microphone, puis, les courants obtenus sont convenablement amplifiés.

Les courants modulés sont traduits photographiquement sur une *piste* sonore. Ils sont utilisés pour moduler une source lumineuse qui impres-

Fig. 245.

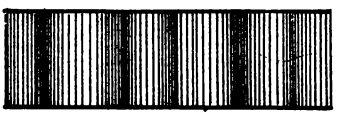


Fig. 246.

sionne une pellicule photographique. Cette modulation peut avoir lieu en amplitude, ou en intensité.

Dans le premier cas on obtiendra un enregistrement *à densité fixe*, la piste sonore se traduisant par un contour finement découpé par les vibrations mais qui demeure noir sur blanc (fig. 245).

Dans le second cas, toute la largeur de la piste sonore est utilisée, mais l'opacité est plus ou moins grande. C'est le procédé à *densité variable* (fig. 246).

La description des appareils permettant d'atteindre ce résultat sortirait du cadre de cet ouvrage.

Ces procédés photo-électriques permettent d'enregistrer une bande de fréquence notoirement plus étendue que sur les disques. La seule limitation importante vient de la grosseur des grains de l'émulsion photographique. Pratiquement, avec les procédés les plus modernes, on peut enregistrer photoélectriquement les sons depuis les fréquences les plus basses jusqu'au-delà de 15 000 hertz.

Dans les films sonores la piste sonore est décallée d'un certain nombre d'images par rapport à la piste *vision*.

354. — Reproduction photoélectrique. — Qu'il s'agisse du procédé à densité variable ou du procédé à densité fixe, la technique de la reproduction demeure la même. Il s'agit de traduire électriquement des variations d'intensité lumineuse ou d'éclairement.

Le film à traduire se déroule devant une fente très fine éclairée par

une lampe électrique et un système optique. L'image de la fente à travers le film est projetée sur une *cellule photoélectrique.*

Nous avons précédemment indiqué qu'une cellule photoélectrique a la propriété de fournir un courant électrique sous l'influence des rayons

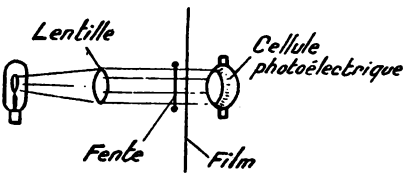


Fig. 247.

lumineux. Chaque variation d'éclairement sera donc finalement traduite par une variation correspondante d'intensité du courant de cellule.

En d'autres termes, la modulation lumineuse sera traduite en modulation électrique.

La fréquence des variations peut atteindre les fréquences acoustiques extrêmes ou. tout au moins, pratiquement 8.000 à 10.000 cycles par seconde. Il est donc essentiel que la cellule n'ait aucune inertie, c'est-à-dire que chaque variation d'éclat soit traduite sans aucun retard par la variation électrique correspondante. La puissance électrique fournie par une cellule est extrêmement faible, aussi une amplification très grande est-elle nécessaire. Cela ne soulève pas de difficultés insurmontables.

355. — Autres procédés. Philips-Miller. Ruban sonore. — Le procédé Philips-Miller est un procédé qui est *électro-mécanique* pour l'enregistrement et *photoélectrique* pour la reproduction.

La bande sur laquelle se fait l'enregistrement est en celluloïd (C, sur la figure 248), recouverte, d'abord, d'une couche transparente de gélatine, G et d'une mince couche de couverture D, parfaitement opaque. Un ciseau de saphir S se déplace verticalement et ses amplitudes sont proportionnelles aux vibrations qu'il s'agit d'enregistrer. Grâce à la forme obtuse du ciseau, la largeur de la bande enlevée dépend de la position du ciseau. On obtient donc finalement une piste sonore transparente sur un fond opaque. C'est la réciproque de l'enregistrement à densité constante (fig. 249).

Dans le procédé du *Ruban sonore,* un burin actionné par le courant modulé, découpe un ruban de celluloïd opaque. La coupe est rectiligne pendant les silences et traduit les sons par des sinuosités. Ce procédé n'a guère eu de développement industriel.

La reproduction, aussi bien pour le procédé Philips-Miller que pour le

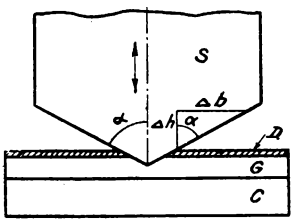


Fig. 248.

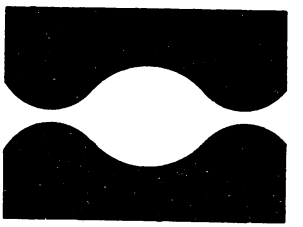


Fig. 249.

procédé Ruban sonore et d'autres procédés identiques s'effectue à l'aide d'une cellule photoélectrique et d'un amplificateur.

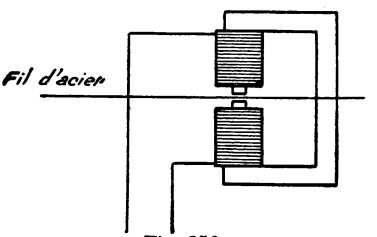


Fig. 250.

386. Enregistrement sur ruban magnétique. Magnétophone. — Les sons peuvent être enregistrés sous forme de magnétisme rémanent sur un matériau magnétique convenable. Celui-ci qui était d'abord un fil

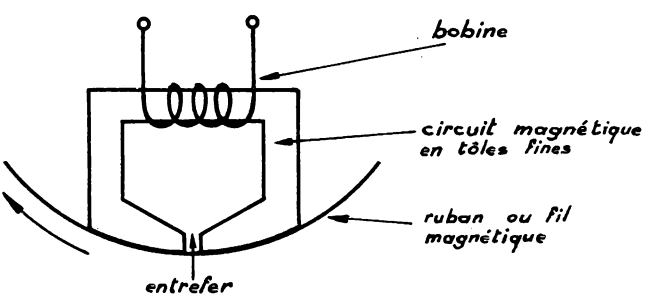


Fig. 251.

d'acier, est désormais le plus souvent un ruban de matière plastique recouvert d'une poudre magnétique à grain très fin.

La tête d'enregistrement comporte un circuit magnétique de tôles fines muni d'une bobine et présentant d'un entrefer très mince devant lequel vient défiler le matériau d'enregistrement (fig. 251).

Nous n'entreprendrons pas ici l'analyse des phénomènes très complexes qui se produisent lors de l'enregistrement. On peut montrer qu'il est nécessaire d'utiliser une tension de polarisation magnétique qui peut être apportée par du courant continu ou par des courants alternatifs à fréquence ultra-sonore. Le premier système donnerait des enregistrements entachés d'un bruit de fond relativement intense. C'est pourquoi, pratiquement, on a toujours recours au second procédé.

La fréquence ultra-sonore est généralement de l'ordre de 40 à 100 kilohertz.

Le système d'enregistrement comporte donc, en définitive :

a) un amplificateur de basse fréquence pour amener les courants microphoniques à une amplitude suffisante ;

b) un oscillateur produisant la tension de fréquence ultra-sonore ;

c) la tête d'enregistrement ;

d) un mécanisme assurant le déroulement à vitesse parfaitement constante du matériau d'enregistrement et permettant l'enroulement en arrière à grande vitesse.

La qualité de l'enregistrement est déterminée par celle du microphone, de l'amplificateur et de la tête de lecture et de la vitesse de déroulement. Pour les enregistrements de haute fidélité (radiodiffusion, enregistrement de disques, etc.) on utilise une vitesse de déroulement de 38 cm/s, après avoir utilisé 76 cm/s lorsque la technique des têtes d'enregistrement et des oxydes magnétiques était moins avancée.

Pour économiser le matériau d'enregistrement, on réduit cette vitesse à 19 ou même 9,5 cm/s quand on peut se contenter d'une moins grande fidélité. Les machines à dicter utilisent une vitesse de 4,75 ou même 2,4 cm/s qui suffit pour enregistrer la parole.

L'enregistrement peut être facilement effacé pour libérer le matériau : il suffit de faire défiler la bande magnétique devant la tête d'enregistrement, quand celle-ci n'est alimentée qu'avec le courant à fréquence ultra-sonore. En pratique, les magnétophones sont prévus avec une tête d'effacement indépendante de la tête d'enregistrement.

RÉSULTATS OBTENUS.

Les résultats, qui n'étaient guère bons sur fil, sont très satisfaisants sur bande magnétique. Ils sont même excellents et peuvent dépasser en qualité ceux qu'on peut obtenir avec tous les autres systèmes.

Avec un appareillage convenable, il est possible d'enregistrer toutes les fréquences audibles (de quelques périodes jusqu'au delà de 16 000 hertz) et de conserver un rapport convenable entre les amplitudes des sons forts et des sons faibles. On assure ainsi le respect des nuances musicales.

La reproduction peut être assurée immédiatement sans aucune préparation. Le système permet d'opérer des coupures, des retouches, des raccords. Il est donc d'une extraordinaire souplesse.

387. Les magnétophones usuels.

MAGNÉTOPHONES DE QUALITÉ COURANTE.

Ces appareils sont prévus généralement pour l'enregistrement sur disque magnétique ou sur ruban. Ils remplacent actuellement, avec d'énormes avantages, les anciens « dictaphones » qui utilisaient la gravure sur cire. Il était alors nécessaire de « raboter » le support après chaque usage et la durée en était fort limitée.

Les appareils sont généralement pourvus d'une tête unique qui sert à l'enregistrement et à la lecture, parfois à l'effacement.

Un moteur à vitesse constante sert pour l'enregistrement et la lecture, un ou deux autres moteurs permettent le rebobinage à grande vitesse, et assurent la rotation des bobines débitrice et enrouleuse, un compteur permet de retrouver facilement un endroit quelconque de l'enregistrement.

Dans ces appareils, on recherche l'*intelligibilité* plus que la fidélité parfaite.

Usages : dictée du courrier, enregistrement d'instructions orales, enregistrement de discours ou de discussions pour une transcription écrite éventuelle. Ils peuvent être utilisés comme moyen éducatif pour un orateur : avocat, professeur, conférencier, etc.

Ils sont généralement bi-piste ou quadri-piste avec retournement des bobines.

MAGNÉTOPHONES DE HAUTE QUALITÉ ÉLECTRO-ACOUSTIQUE.

Ce sont des appareils enregistrant sur bande magnétique. La constance de la vitesse de déroulement est assurée par un mécanisme de précision,

le plus souvent à 3 moteurs. On prévoit généralement plusieurs vitesses de déroulement.

Ces appareils sont maintenant d'un emploi courant dans l'industrie phonographique, cinématographique et dans la radiodiffusion.

Avant de transcrire une œuvre musicale sur disque, on l'enregistre sur ruban magnétique. Non seulement on peut ainsi contrôler immédiatement la qualité de l'enregistrement mais un défaut quelconque, une erreur commise par un exécutant, par exemple peut être corrigée. Il suffit de faire une coupure et un raccord.

Grâce à cette possibilité on peut obtenir des enregistrements beaucoup plus parfaits.

Il en est de même pour les films. Il est inutile de gâcher des kilomètres de piste sonore avant d'arriver à un enregistrement que le metteur en scène jugera parfait. Le même support peut indéfiniment servir, une fois que l'on a copié les éléments sonores valables.

En radiodiffusion, on a de moins en moins recours aux auditions directes. Les œuvres sont préalablement enregistrées sur bande. Cette méthode donne toute facilité pour la composition des programmes. De plus la bande magnétique peut éventuellement être conservée dans les archives et servir à d'autres occasions.

Enfin, l'enregistrement magnétique permet l'inscription de tous les signaux électriques ce qui l'adapte à une foule d'applications industrielles : enregistreurs de niveaux, de pressions, de vibrations ; signaux de télécommande d'une machine asservie à un programme de fabrication ; mémoires magnétiques des machines à calculer, etc.

APPENDICE

Disques à longue durée — Microsillon

La matière qui servait au moulage des anciens disques à 78 tours par minute était assez grossière. C'était une pâte à base de gomme laque contenant des grains très durs, destinés à provoquer l'usure de l'aiguille d'acier. Cette matière ne permettait point d'effectuer un moulage très fin. Les sillons devaient nécessairement être assez larges et assez écartés les uns des autres.

Les nouveaux disques dits « à longue durée » sont moulés dans une résine synthétique très dure, malgré qu'elle soit pratiquement incassable. Les sillons sont beaucoup plus fins et, par conséquent, établis avec un « pas » beaucoup plus serré. La matière, parfaitement homogène, peut prendre et conserver l'empreinte des détails d'enregistrement les plus fins, et d'autre part, la vitesse de rotation a pu être abaissée jusqu'à 33 tours 1/3 pour certains modèles et 45 tours/minute pour d'autres.

La limite supérieure des fréquences enregistrées a pu être reculée presque à l'extrémité de la bande audible. Pour les mêmes raisons il a été possible de respecter plus parfaitement les « nuances » c'est-à-dire les oppositions entre les sons (fortissimo) et les sons faibles (pianissimo). Avec l'ancien système, le niveau inférieur était fixé par le bruit de fond considérable, ou *bruit d'aiguille*, dû au manque d'homogénéité de la matière. Il résulte de tout cela que la fidélité des nouveaux enregistrements est beaucoup plus grande.

Notons toutefois qu'il existe encore une notable compression de la dynamique dans les disques de longue durée.

Les lecteurs (ou pick-up) pour les nouveaux disques ne sont pas équipés d'aiguilles d'acier, mais d'une pierre très dure : saphir ou diamant. Ce perfectionnement dispense l'usager du fastidieux changement d'aiguille après chaque audition.

Un saphir peut fournir plusieurs centaines d'auditions — voire davantage si le lecteur est de bonne qualité. Ce serait d'ailleurs une erreur de supposer que le saphir est inusable. Un saphir usé provoque une détérioration très rapide des enregistrements. Il est donc très recommandable de le faire vérifier périodiquement. On peut considérer qu'un diamant de bonne qualité est pratiquement inusable.

La puissance électrique fournie par la tête de lecture est empruntée au mouvement du tourne-disque par l'intermédiaire du sillon. Il y a naturellement intérêt à réduire les réactions mécaniques de la tête de lecture sur le sillon lui-même, nécessairement très fragile. C'est pour cette raison que les têtes de lecture de très bonne qualité ne fournissent qu'une très faible puissance électrique. Il est alors nécessaire d'introduire un « préamplificateur » entre la tête de lecture et l'amplificateur normal (qui peut être celui d'un récepteur de radiodiffusion). Il ne faudrait pas faire l'erreur de juger la qualité d'une tête de lecture d'après la grandeur de la tension de sortie qu'elle permet d'obtenir. On peut être assuré que les « lecteurs » fournissant directement une tension élevée (de l'ordre de 0,1 volt à 0,5 volt) provoquent une usure rapide des disques

MÉTHODE SEXTILE DE RÉSOLUTION GRAPHIQUE D'EXPRESSIONS DIVERSES *

par P. DEJUSSIEU-PONTCARRAL
Ing. E. S. E.

GÉNÉRALITÉS

De nombreuses équations sont résolues élégamment par le mode graphique ; malgré un usage très pratique, cette manière de procéder ne paraît pas s'être généralisée : c'est, à notre sens, que la mise en place de la configuration formée par les lignes supportant les graduations, ainsi que les dispositions relatives des origines de celles-ci, sont compliquées.

Le système présenté ici pallie ces inconvénients : il utilise un fond prétracé ; le placement des graduations et de leurs origines se fait sans difficulté ni ambiguïté.

Il fait appel aux propriétés du triangle équilatéral : on sait, depuis longtemps, que la somme des parallèles ou des distances aux côtés menées par un point intérieur est constante et égale à la longueur soit du côté, soit de la hauteur. Mais on n'a pas remarqué que ceci n'était réalisé que si les graduations portées par les côtés avait un certain sens : si, donc, on considère intrinséquemment les côtés comme des vecteurs dont les orientations correspondent à celles des graduations qu'ils portent, il est évident que chacun d'eux peut prendre deux

* Une étude détaillée de cette méthode fait l'objet d'une plaquette séparée éditée par nos soins : *Les Sextils*, Éditions Chiron, Paris.

orientations différentes ; comme on peut mener les parallèles — nous choisirons celles-ci parce que les hauteurs sont plus courtes et que les lectures sont plus faciles sur les bords qu'à l'intérieur du triangle — comme on peut donc mener les parallèles de deux manières, il y a, par conséquent, seize combinaisons possibles parmi lesquelles six donnent un résultat inattendu : la longueur d'une des parallèles est égale à la somme des longueurs des deux autres. En employant des graduations logarithmiques, on résout donc des équations se présentant sous la forme de produits. Cette proposition est à la base de la résolution des problèmes ci-après. Par le repère correspondant, sur chaque côté, à la valeur choisie, on mène une parallèle comme l'indique le diagramme situé au centre de chaque triangle ; la troisième parallèle coupe le troisième côté au point correspondant à la valeur à calculer. Le problème des intervalles sera traité pour chaque cas particulier mais l'exposé très complet du premier permettra au lecteur de se familiariser avec ce dispositif graphique.

Nota - Les exposants n et m seront baptisés plus loin d'après le symbole de leur échelle; exemple : nous appelerons r la puissance de 10 par laquelle il faut multiplier la graduation pour que l'échelle donne la valeur R; i l'exposant de 10 valable pour I, etc..

PROBLÈME N° 1 : $W = RI^2$

La construction est représentée sur la planche n° I. La suite des opérations à effectuer est la suivante : par le repère du côté *R* correspondant à la valeur *r* de la résistance en jeu, on ménera une parallèle au côté *W* comme l'indique le tracé du diagramme central ; de même par le point du côté *I* correspondant à l'intensité I parcourant le circuit, on mènera une parallèle à *R*, comme l'indique le diagramme ; par le point d'intersection des deux parallèles ci-dessus, on mènera une parallèle au côté *I*, comme l'indique encore le diagramme ; l'intersection avec le côté *W* donnera la valeur W correspondant à R et à I. L'emploi d'un fond prétracé simplifie beaucoup la construction : il suffit alors de suivre la parallèle convenable issue de R jusqu'à son intersection avec celle issue de I et de remonter jusqu'à la valeur correspondante de W.

L'intervalle couvert par la graduation correspondant à R s'étend de 10^r à 10^{r+2} ; celle correspondant à I va de 10^i à 10^{i+2} ; l'intervalle de W correspondant à la totalité des deux intervalles ci-déssus s'étend de 10^{r+2i} à 10^{r+2i+4}, ; on s'aperçoit de suite que la moitié de la graduation est située à l'extérieur du triangle et déborde la surface prétracée. On peut remédier à cela très facilement et de différentes manières suivant le cas concret. D'une part, les exposants des origines sont choisis en fonction des données du problème à résoudre : d'autre part, après leur définition ci-dessus, on déplace l'origine sur le côté de manière à amener les points de repères dans les régions où les lectures se font à l'intérieur du triangle. Par exemple, si la résistance dépasse 10^{r+1} on utilise cette valeur pour l'origine ; la lecture se fait dans la première partie de la graduation et la valeur correspondante de W est lue sur une graduation dont l'origine correspond à 10^{r+2i+1}. Mais, si, comme cela se fait en général, on a construit l'ensemble pour « son » propre problème, on évite de sortir du tracé en rabattant, comme le montre la planche I, la moitié des graduations correspondant aux données vers l'origine. Il faut alors faire une correction de lecture sur W en multipliant les valeurs trouvées par 100. Bien entendu, les origines sont intentionnellement laissées floues pour permettre au lecteur de mettre les valeurs de son propre problème ; il en résulte une évidente simplification à laquelle nous n'avons pas voulu céder de manière à donner un outil plus souple. Une expérience est très vite acquise et les exemples donnés ci-après familiariseront déjà le lecteur.

Premier exemple : I est exprimé en ampères et R en ohms : on a donc :

$i = 0$, la graduation de I va de 1 à 10 ampères ;

$r = 0$, la graduation de R va de 1 à 100 ohms ;

la graduation de W va donc de 1 à 10^4 watts ; à partir de 100 watts, les lectures sont extérieures ainsi qu'une partie des constructions ; pour remédier à cet état de choses, par exemple, on modifiera la graduation ou plus exactement, on changera la cote de l'origine en en tenant compte dans la détermination de la valeur de W ; faisons $r = 1$; elle s'étendra de 10 à 1 000 ohms ; la graduation de W s'étendra alors de 10 (10^1 car $2i + r = 1$) à 100 000 (10^5 car $2i + r + 2 = 5$), à l'intérieur du tracé des lignes du fond.

Deuxième exemple : I est exprimé en milliampères et R en ohms : on a alors :

$i = -3$ la graduation de I va de 10^{-3} à 10^{-2} ampères ;

$r = 0$ la graduation de R va de 1 à 100 ohms :

la graduation de W s'étend de 10^{-6} watt (correspondant à $0 - 6$) à 10^{-4} watt (correspondant à $0 - 6 + 2 = -4$) à l'intérieur du fond du tracé et la graduation correspondant à la totalité des intervalles de I et de R s'étend jusqu'à 10^{-2} watt car $0 - 6 + 4 = -2$.

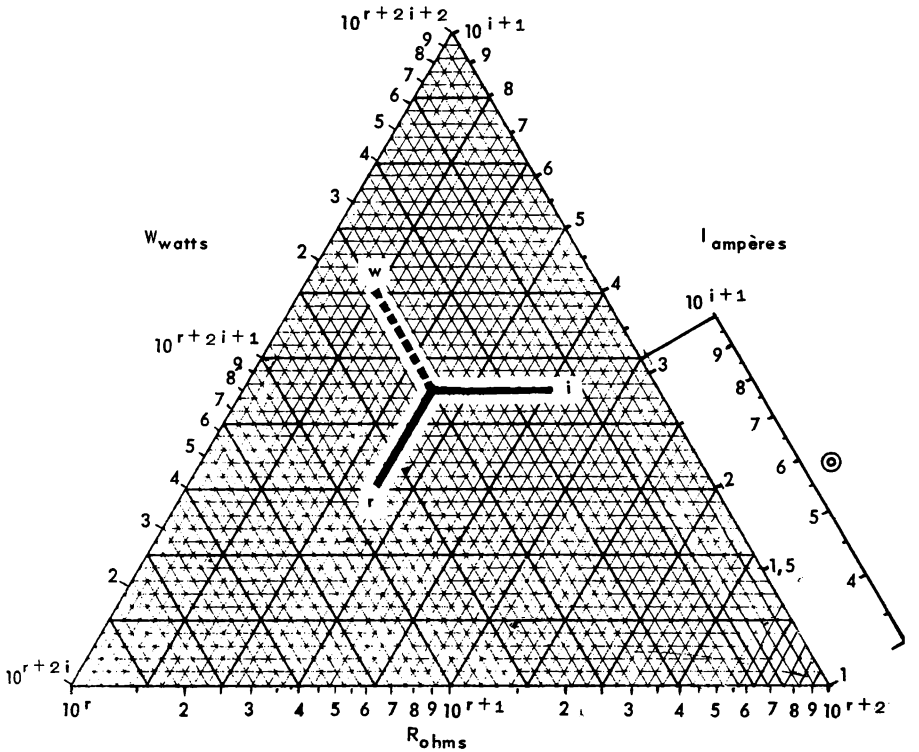
Troisième exemple : i est exprimé en microampères et r en mégohms ; on a alors :

$i = -6$ la graduation de I va de 1 à 10 microampères ;

$r = 6$ la graduation de R va de 1 à 100 mégohms ;

la graduation de W s'étend alors de 10^{-6} à 10^{-2} watt.

Le lecteur se rend compte par ce très court exposé que ce procédé est très souple dans son emploi ; mais il est surtout très simple dans sa mise en œuvre ; les prochains exemples choisis en fonction de leur utilité électrique mais aussi pour leur intérêt de démonstration le prouveront.



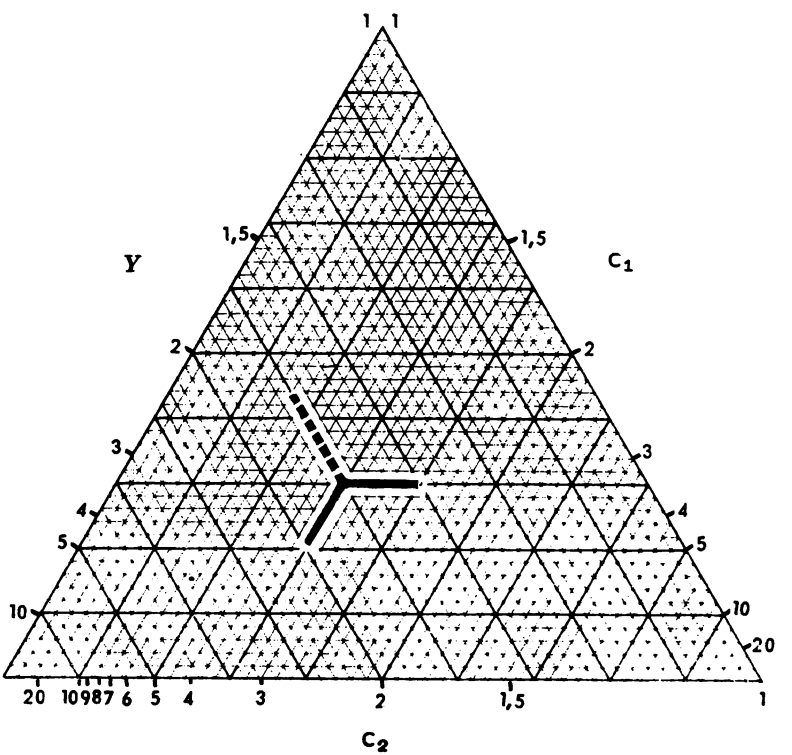
en utilisant les échelles ◎ multiplier W par 10

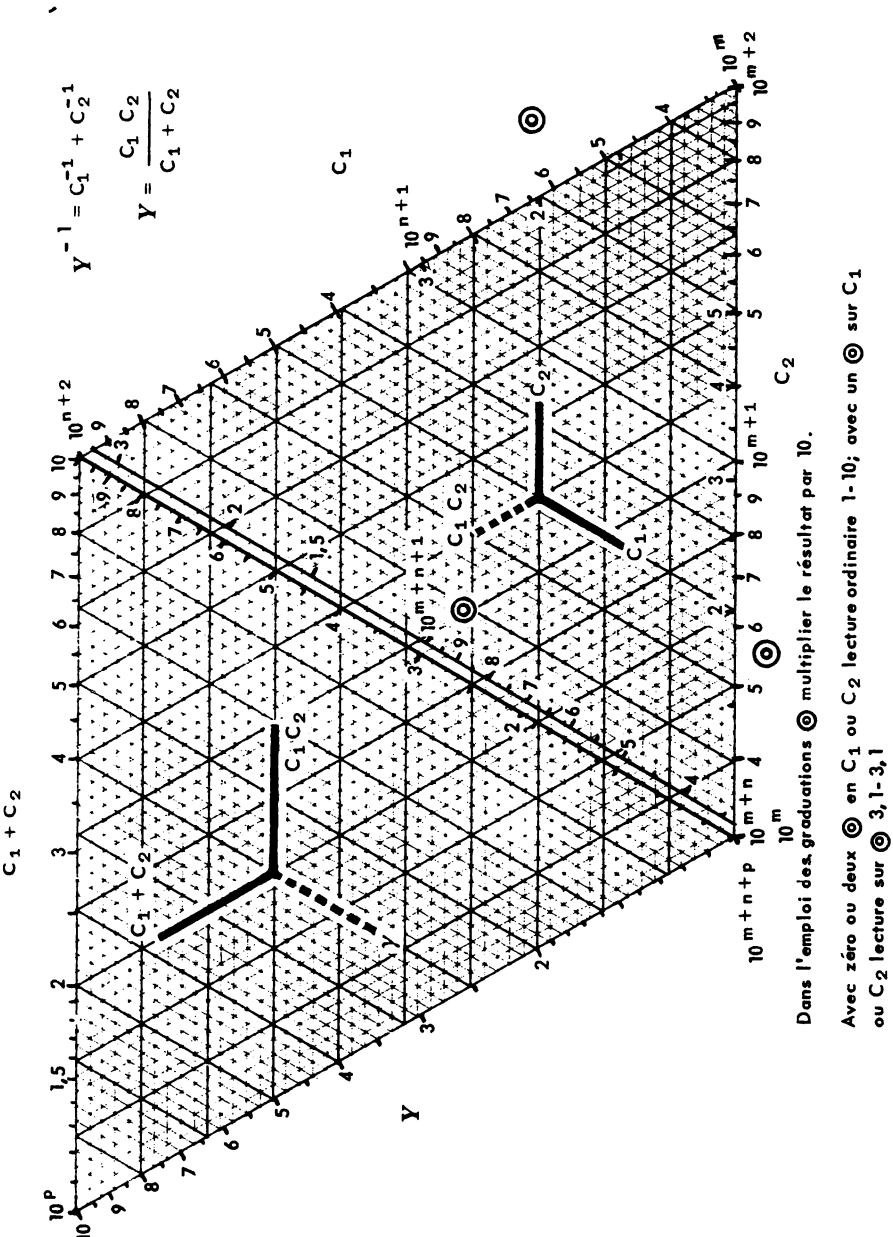
PROBLÈME N° 2 : $Y^{-1} = C^{-1}_1 + C^{-1}_2$

Cette relation correspond au groupement de résistances ou de bobines en parallèle ou de capacités en série. Deux solutions sont proposées : la première (pl. II) la traduit directement ; les graduations représentent les inverses ; les lectures sont aisées de 1 à 20 ; pour couvrir d'autres intervalles on multiplie les graduations de *tous* les côtés par le même nombre ; on peut ainsi couvrir n'importe quel intervalle où les nombres sont de même ordre. La seconde (pl. II *bis*) utilise la relation logarithmique découlant de la relation originale, soit

$$\log Y + \log (C_1 + C_2) = \log C_1 C_2$$

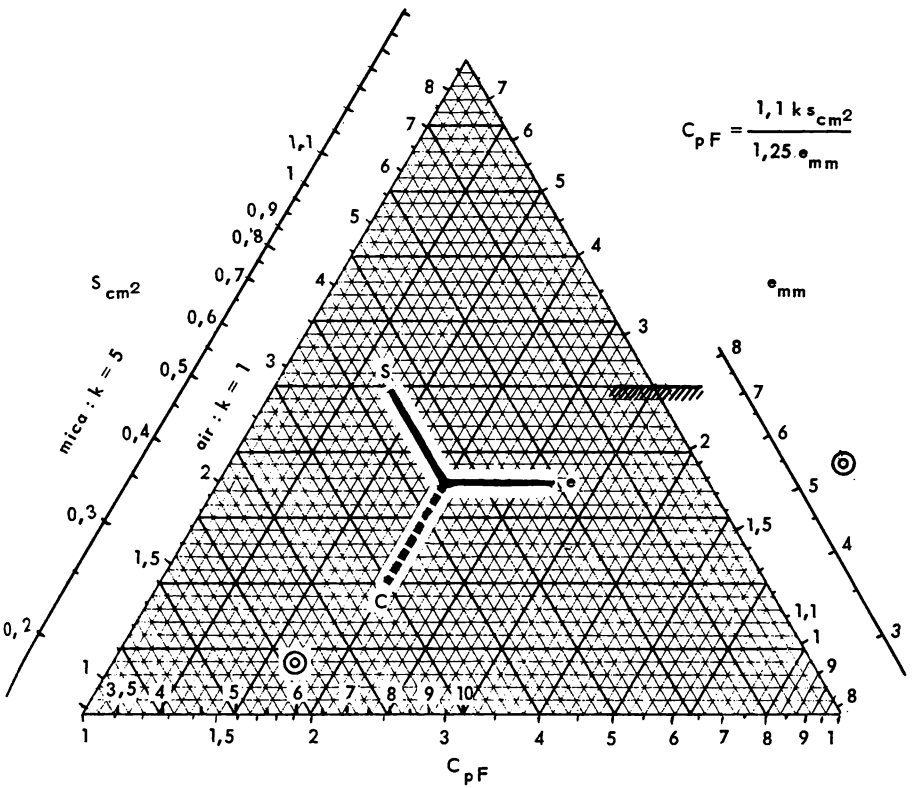
On utilise deux fonds juxtaposés ; l'un sert à la détermination de C_1C_2 et l'autre à celle de C. Les parallèles sont tracées suivant les diagrammes placés aux centres des triangles. La détermination des exposants des origines se fait sans difficultés en remarquant que, dans chaque cas, l'exposant de l'inconnue est égal à la somme des deux exposants des facteurs. Cette méthode est beaucoup plus générale que la première.




$Y^{-1} = C_1^{-1} + C_2^{-1}$
$Y = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$
C_1
C_2
$C_1 + C_2$
$C_1 C_2$
Y
Dans l'emploi des graduations ◎ multiplier le résultat par 10.
Avec zéro ou deux ◎ en C_1 ou C_2 lecture ordinaire 1-10; avec un ◎ sur C_1 ou C_2 lecture sur ◎ 3,1-3,1

PROBLÈME N° 3 : $C = 1{,}1\ ks\ (cm^2) / 1{,}25\ e\ (mm)$

C'est la formule générale donnant la capacité d'un condensateur dont les armatures ont une surface s, séparées par un intervalle e rempli d'un diélectrique de pouvoir inducteur spécifique k. Les graduations ont été tracées pour $k = 1$. C est exprimé en micromicro ou picofarads. On a figuré le repli de la partie supérieure de la graduation de e pour les faibles valeurs de $e < 1$ mm car sinon de telles valeurs associées à celles, petites, des surfaces (pour lesquelles le repère sort du fond) correspondent, en fait, à des capacités ne répondant plus, par suite d'un effet de bord très prononcé, à la formule ci-dessus. Dans le cas où le condensateur est formé de N armatures ayant chacune une surface s, la capacité totale est égale à $(N - 1)\ C$. La surface s est exprimée en centimètres carrés mais pour laisser plus de généralité il n'a été fait aucune hypothèse sur sa forme (circulaire, rectangulaire, etc.). Dans le cas où k est différent de 1, comme cela est figuré pour $k = 5$, il suffit d'amener l'origine de la graduation de s en face du point correspondant, sur la graduation pour $k = 1$, à la nouvelle valeur, ici 5.



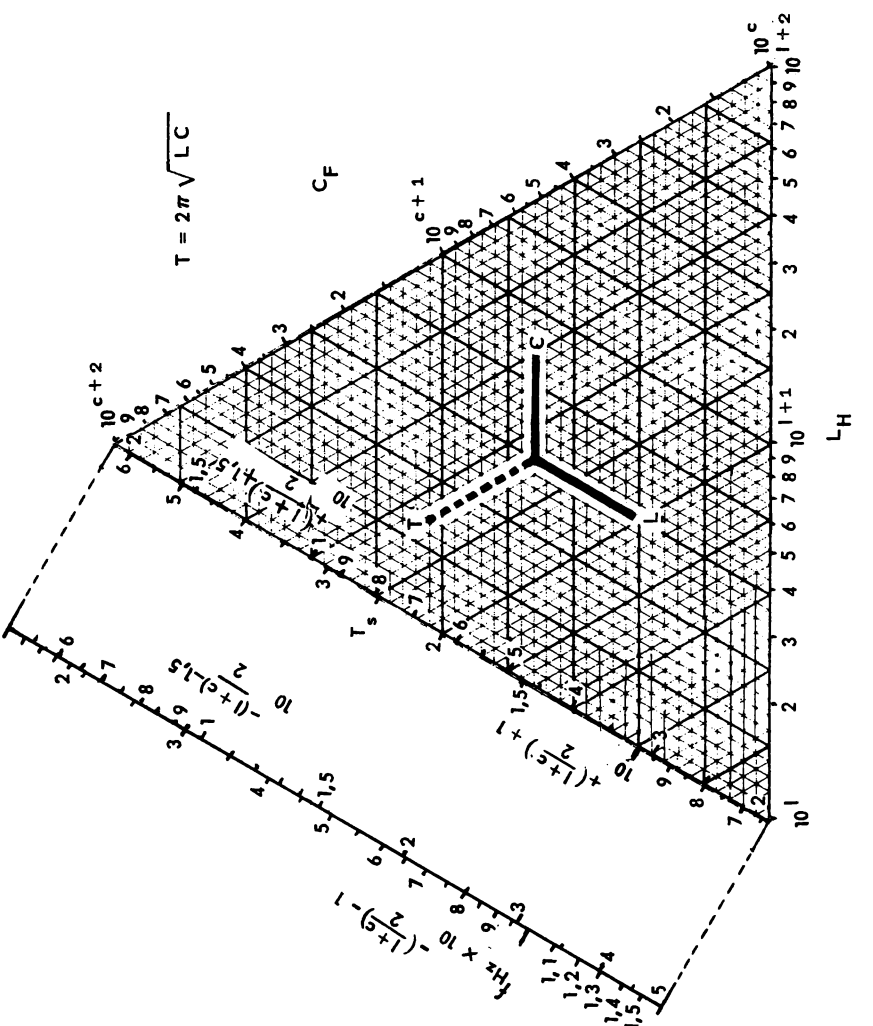
On peut négliger les opérations correspondant aux grandes épaisseurs et aux petites surfaces.
En utilisant l'échelle de droite, diviser C par 10 et lecture sur l'échelle supérieure C.

PROBLÈME N° 4 : $T = 2\sqrt{LC}$

C'est la formule donnant la période propre d'un circuit comprenant une bobine de self-induction et une capacité. La planche est complétée par une graduation, doublant celle de T, et donnant la fréquence f correspondante ; les lectures sont, évidemment, à faire en amenant la graduation sur le côté lui-même. Les parallèles sont à mener selon le diagramme du centre du fond. Les exposants des origines étant c et l, celui de la graduation de T sera :

$$t = \frac{l + c}{2} + 1$$

l et c étant évidemment pris avec leurs signes : on a là l'exposant de l'origine située sur le côté ; les lectures faites en haut de celle-ci se réfèrent donc à $\frac{l + c}{2}$. Inversement, les lectures de la fréquence correspondant à celles de $1/T$, l'exposant sera égal à $-t$. Avec $l = 0$, L étant exprimé en henrys, $C = -4$, C étant exprimé en centaines de microfarads, les fréquences lues iront de 10 à 100 Hz. Pour $l = -6$, L en microhenrys, $c = -12$, C en picofarads, la gamme des fréquences s'étend de 100 à 1 000 mégahertz. Cette méthode est donc très souple et générale.

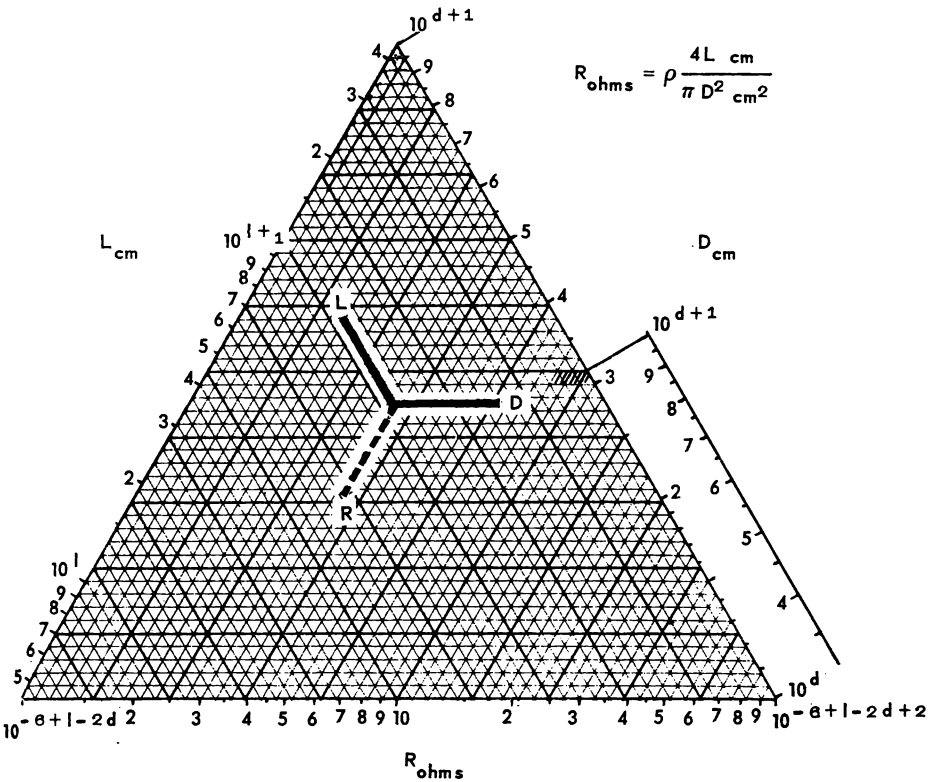

T = 2π √LC
C_F
L_H
T_s
C
L
T

PROBLÈME N° 5 : $R = \rho\ 4\ L/\pi D^2$

Cette formule donne la résistance d'un fil de longueur L, de surface S correspondant à πD^2, d'un matériau dont la résistivité est égale à ρ. La construction a été faite pour le cuivre ; on a alors $\rho = 1{,}7\ 10^{-6}$ ohm-cm/cm². La formule devient alors $R = 2{,}15\ L/D^2$. Si les exposants des origines sont respectivement l et d, celui de l'origine de R vaudra $(-6 + l - 2\ d)$, pour tenir compte de la valeur 10^{-6} de ρ. Les parallèles seront menées conformément au diagramme du centre du triangle. La graduation de d sera repliée pour les valeurs donnant des lectures à l'extérieur du fond. L'utilisation de cette graduation repliée doit être faite en lisant les valeurs comme si elle était appliquée sur le côté et non en la laissant à l'emplacement qu'elle occupe sur la planche. Soit l'exemple suivant : $L = 200$ m ; $D = 2$ mm ; on a, dans ce cas, pour valeur des exposants des origines de D et L.

$$l = 4 \qquad d = -1, \qquad \text{d'où} \qquad r = -6 + 4 + 2 = 0$$

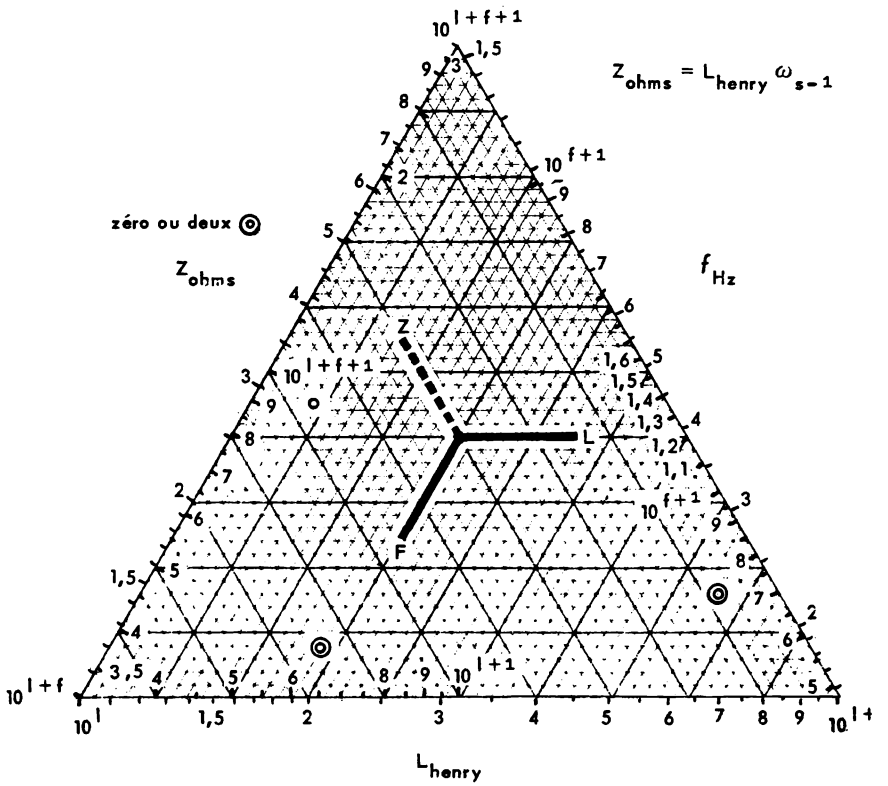
car d est négatif. Un autre matériau, donc un autre ρ, se traiterait comme cela a été fait pour k (pl. 3).



En utilisant l'échelle de droite diviser R par 10

PROBLÈME N° 6 : $Z = L\omega$

Cette formule donne l'impédance d'une bobine dont le coefficient de self-induction est égal à L quand elle est parcourue par un courant dont la fréquence est F. La pulsation vaut $2\pi F$. Ceci se traduit par un décalage de l'origine sur le côté portant la graduation F égal à 2π. Les graduations sont repliées pour permettre les lectures à l'intérieur du fond pour toutes les valeurs des intervalles de L et F. Les exposants des origines de L et F étant l et f, celui de l'origine de Z vaut $l + f$. Le diagramme du centre du triangle indique les sens à suivre pour mener les parallèles. Les modules des trois graduations étant égales à la longueur du côté, il en résulte une complication dans les lectures : en effet, suivant la partie de chaque graduation utilisée il y aura une combinaison différente à employer pour la graduation relative à l'inconnue : mais ceci est, d'une part, exceptionnel et, d'autre part, très rapidement assimilé si on doit s'en servir souvent d'autant plus qu'on peut alors différencier les combinaisons par des couleurs différentes, et ceci constitue un exposé.



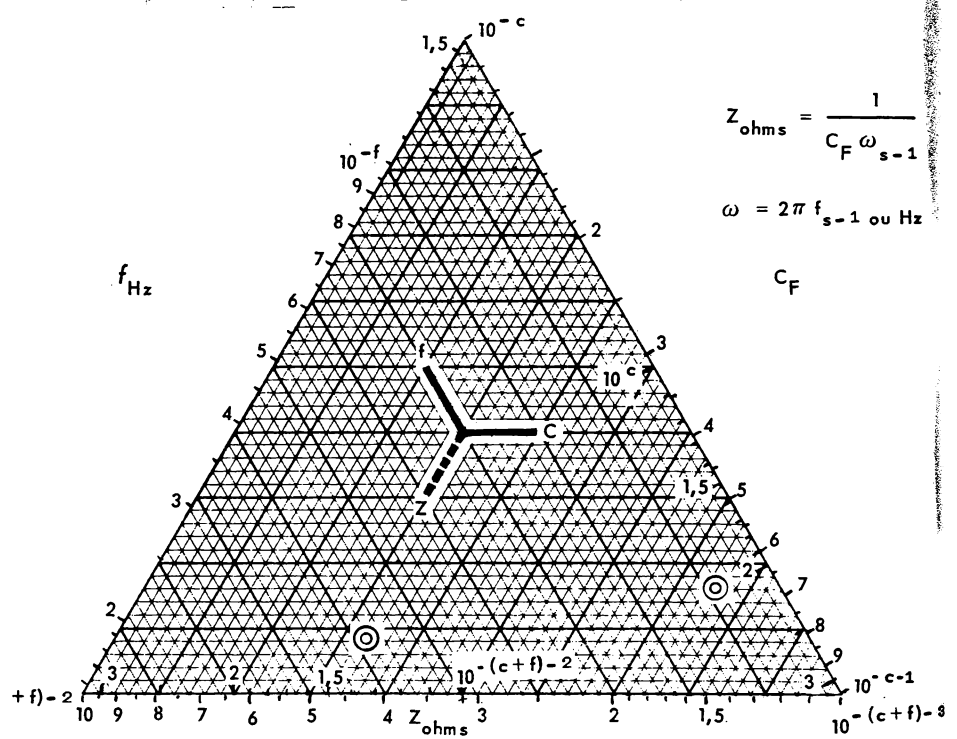
(avec deux ◎ multiplier le résultat par 10)

PROBLÈME N° 7 : $Z = 1/C\omega$

Cette formule donne l'impédance d'une capacité C parcourue par un courant de pulsation ω correspondant à une fréquence f. Les parallèles doivent être menées selon le diagramme du centre. Les exposants sont les suivants, compte tenu de la graduation des côtés C et f en inverses soit en C^{-1} et f^{-1}, à la partie supérieure de C, on a $-c$ et la graduation va en diminuant vers le bas ; sur f, on a $-f$ et la graduation va en diminuant vers le bas ; il s'ensuit que les exposants situés immédiatement en bas sur chaque graduation sont $-c-1$ et $-f-1$; l'exposant de z est alors défini par

$$z = -c-1-f-1 = -(c+f)-2 ;$$

c'est aussi à l'extrémité gauche de la graduation, celui de l'origine de la partie repliée et l'exposant de l'extrémité droite est $-(c+f)-3$. Soit à déterminer l'impédance d'un condensateur d'une capacité égale à 2 microfarads parcouru par un courant de fréquence 50 Hz. On trouve 1,6 lu sur la graduation z avec 2 lu sur C. L'exposant est $-(-6+1)-2$ et l'impédance est de 1600 ohms.



Les lectures faites sur ◎ conduisent à une correction de l'exposant de Z de + 1 par rapport à l'origine droite

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE PARTIE

ÉLECTRICITÉ ET COURANT ÉLECTRIQUE

Ch. I. — Manifestation et origine de l'électricité.

1. Manifestation du courant électrique 5
2. Anciennes idées sur l'électricité 6
3. Molécules et atomes 7
4. Le courant électrique 10
5. Vitesse de l'électricité et vitesse des électrons 11
6. Sens de propagation du courant 11
7. Champ électrique et champ magnétique 11

APPENDICE DU CHAPITRE PREMIER.

I. Constitution de la matière. 12
II. Constitution des atomes. Structure 13
III. Nature du courant électrique 14

Ch. II. — Électrostatique.

8. L'Électron au repos. Électrostatique. Loi de Coulomb 15
9. Explication électronique .. 16
10. Machines électriques 17
11. Électroscope à feuilles d'or. 18
12. Condensateurs. Généralités. Capacité des condensateurs 18
13. Réalisation des condensateurs 20
14. Propriété des condensateurs 20
15. Analogie hydraulique 21
16. Charge et décharge des condensateurs. Énergie correspondante 22
17. Association des condensateurs 24
18. Note générale pratique 26
19. Applications pratiques 27

APPENDICE DU CHAPITRE II.

I. Localisation de l'énergie dans les condensateurs 28
II. Mesure de la charge d'un électron 29

Ch. III. — La loi d'Ohm et la loi de Joule.

20. Généralités 31
21. Résistance des conducteurs électriques 31
22. Exemple de calcul 33
23. Résistivité des isolants 34
24. Influence de la température 34
25. Note importante sur les coefficients de température négatifs 36
26. Supraconductibilité 37
27. Interprétation électronique. 37
28. Force électromotrice et intensité de courant 38
29. La loi d'Ohm 39
30. Résistance intérieure des sources 39
31. Résistances en série 41
32. Résistances en parallèle ... 42
33. Lois de Kirchoff. Réseau de résistances et de forces électromotrices 42
34. Réalisation industrielle des résistances 44
35. Travail effectué par un courant électrique ou par une source de courant 44
36. Puissance (P) 45
37. Loi de Joule 45
38. Dissipation des résistances. 45
39. Applications pratiques 46

APPENDICE DU CHAPITRE III.

I. Démonstration électronique de la loi d'Ohm 48
II. Vitesse des porteurs de charge dans le courant électrique 50

Ch. IV. — Électrochimie et électrolyse.

40. Généralités. Hypothèse d'Arrhenius 51
41. Arrivée aux électrodes 52
42. Phénomènes chimiques secondaires 53
43. Énergie nécessaire pour produire l'électrolyse 53

44. Différence entre la conductibilité électrolytique et la conductibilité métallique 54
45. Loi de Faraday 54
46. Applications de l'électrolyse 55

APPENDICE DU CHAPITRE IV.

I. Démonstration électronique des lois de l'électrolyse.. 56
II. Force contre-électromotrice 57
III. Conductibilité électrique dans les corps semi-conducteurs 58

Ch. V. — **Production de l'électricité. Piles et accumulateurs.**

47. Généralités 59
48. Phénomènes de polarisation 60
49. Emploi de dépolarisants. Anciennes piles 60
50. Réversibilité des phénomènes électriques. Principe des accumulateurs .. 61
51. Accumulateurs au plomb .. 61
52. Autres accumulateurs 62
53. Photo-Électricité. Cellule à vide 62
54. Cellules à oxyde 65
55. Thermo-électricité. Sondes thermo-électriques. Thermo-couples 66
56. Piézo-électricité 67

APPENDICE DU CHAPITRE V.

I. Note sur quelques générateurs électrochimiques .. 67
II. Notes pratiques sur les accumulateurs au plomb.. 68
III. Tableau comparatif 72
IV. Origine et calcul de la force électromotrice d'une pile 72

DEUXIÈME PARTIE

MAGNÉTISME ET ÉLECTROMAGNÉTISME

Ch. VI. — **Magnétisme.**

57. Généralités 75
58. Propriété des aimants 75
59. Explication électronique .. 77
60. Champ magnétique 78
61. Spectre magnétique 78
62. Masse magnétique. Loi de Coulomb 79
63. Champ magnétique terrestre 80
64. Intensité de champ magnétique. Flux magnétique . 80
65. Flux de force ou Flux magnétique..... 80
66. Moment magnétique 80
67. Perméabilité magnétique .. 81
68. Induction magnétique 82
69. Tube de force 82
70. Variation de la perméabilité avec l'induction et la température 82
71. Force portante des aimants 83
72. Note sur les aimants (Voir aussi, plus loin : *hystérésis*) 83

Ch. VII. — **Électromagnétisme.**

73. Généralités 84
74. Règle d'Ampère 85
75. Champ magnétique d'une bobine. Solénoïde 85
76. Règle du tire-bouchon de Maxwell 86
77. Actions mutuelles des aimants et des courants .. 87
78. Électro-aimant 88
79. Circuit magnétique. Entrefer. Circuit ouvert 88
80. Force magnéto-motrice. Ampères-Tours. Réluctance . 89
81. Calcul d'un circuit magnétique..... 90
82. Exemple de calcul pratique 91
83. Influence d'un entrefer ... 93
84. Phénomènes d'hystérésis .. 94
85. Formule de Steinmetz 95
86. Application des phénomènes d'hystérésis : désaimantation..... 96

APPENDICE DU CHAPITRE VII.

I. Champ magnétique d'un électron 97
II. Électron en mouvement circulaire 98
III. Champ magnétique au centre d'une spire circulaire 98
IV. Champ d'une bobine.... 98
V. Champ d'un solénoïde .. 98
VI. Cas général 98
VII. Action de plusieurs champs magnétiques 99

VIII. Action d'un champ magnétique sur un courant-loi de Laplace... 99
IX. Quelques applications des électro-aimants 99
X. Note sur l'énergie nécessaire pour maintenir un flux donné dans un circuit magnétique 101

Ch. VIII. — **Phénomènes d'induction.**

87. Expérience fondamentale. 102
88. Condition d'existence du courant induit 103
89. Interprétation électronique 104
90. Loi de Lenz 105
91. Quantité d'électricité induite..... 105
92. Force électromotrice induite..... 106
93. Démonstration expérimentale des phénomènes de self-induction 106
94. Établissement du courant. 106
95. Coupure du courant 107
96. Explication du phénomène. Rôle du champ magnétique..... 107
97. Inertie électrique et inertie mécanique 109
98. Courants parasites ou courants de Foucault 109
99. Coefficient de self-induction..... 111
100. Coefficient d'induction mutuelle 111
101. Importance de la terminologie 112

APPENDICE DU CHAPITRE VIII.

I. Localisation de l'énergie magnétique 112
II. Période d'établissement d'un courant continu .. 114
III. Courant de coupure ou de rupture 114
IV. Comparaison avec la charge d'un condensateur 115
V. Décharge d'un condensateur dans un circuit résistant 115
VI. Bobine d'induction. Bobine d'allumage 115
VII. Bobine de Ruhmkorff 116

Ch. IX. — **Génératrices et moteurs dynamo-électriques.**

102. Introduction 117
103. Principe de la génératrice ou dynamo 117
104. Description d'une génératrice 119
105. Connexions de l'induit... 119
106. Résistance interne 121
107. Inducteur 121
108. Quelques remarques sur le fonctionnement d'une dynamo 121
109. Excitation par électro-aimant 122
110. Caractéristiques des génératrices..... 123
111. Amorçage de la machine.. 124
112. Rendement d'une dynamo 124
113. Dynamos multi-polaires .. 125
114. Réversibilité de la dynamo 125
115. Note sur le sens de rotation des moteurs et des génératrices 125
116. Force contre-électromotrice d'un moteur. Rhéostat de démarrage 126
117. Rendement d'un moteur . 127
118. Convertisseur rotatif 127

APPENDICE DU CHAPITRE IX.

I. Calcul de la force électromotrice d'une dynamo.. 128
II. Réaction d'induit 129
III. Moteurs électriques. Tableau résumé 130

Ch. X. — **Unités — et systèmes d'unités.**

119. Généralités 131
120. Importance des mesures.. 131
121. Systèmes d'unités 131
122. Choix des unités fondamentales 132
123. Système c. g. s. 132
124. Système métrique 132
125. Recherche des unités dérivées 133
126. Cas des unités électriques. 133
127. I. Système électrostatique c. g. s. 134
128. II. Système électromagnétique c. g. s. 134
129. Multiples et sous-multiples 135
130. Le système c. g. s. 135
131. Système électro-statique c. g. s. 136
132. Système électromagnétique pratique 137
133. Quelques autres unités usuelles de divers systèmes 138
134. Rapport entre les deux systèmes d'unités 139
Tableau des unités géométriques et mécaniques principales 140
Tableau des unités électromagnétiques pratiques. 141

APPENDICE DU CHAPITRE X.

I. Équations aux dimensions 142
II. Établissement des équations aux dimensions des grandeurs électriques .. 144
III. Équations aux dimensions des principales grandeurs électriques 145

TROISIÈME PARTIE

LES COURANTS ALTERNATIFS

Ch. XI. — **Phénomènes périodiques. Trigonométrie élémentaire.**

135. Oscillations pendulaires .. 147
136. Autres exemples d'oscillations pendulaires 148
137. Étude du mouvement pendulaire 148
138. Enregistrement du mouvement..... 150
139. Mouvement vibratoire amorti 151
140. Trigonométrie élémentaire 152
141. Autres lignes trigonométriques 154
142. Variation du sinus et du cosinus 154
143. Vibrations pendulaires et sinusoïde 156
144. Vibrations complexes. Théorème de Fourier .. 156
145. Oscillations de relaxation. 158
146. Différence de phase de deux phénomènes périodiques 158

APPENDICE DU CHAPITRE XI.

I. Quelques relations entre lignes trigonométriques .. 159
II. Note sur les oscillations sinusoïdales et de relaxation 159

Ch. XII. — **Courants électriques alternatifs.**

147. Production d'une force électromotrice alternative 161
148. Manifestation d'un courant alternatif 163
149. Interprétation électronique 163
150. Intensité d'un courant alternatif 164
151. Intensité et tension moyennes 156
152. Travail et puissance 156
153. Intensité et force électromotrice efficaces 167
154. Puissance moyenne et valeurs efficaces 168
155. Représentation vectorielle des courants alternatifs. 168
156. Courants polyphasés. Définition 170
157. Propriétés des courants polyphasés..... 170
158. Montage en étoile. Tensions composées 172
159. Démonstration vectorielle. 173
160. Montage en triangle 174

APPENDICE DU CHAPITRE XII.

I. Forme de la force électromotrice induite instantanée dans un cadre tournant avec la vitesse angulaire ω 175
II. Puissance moyenne d'un courant alternatif dans un circuit ne comportant que des résistances 176

Ch. XIII. — **Self-induction et capacité en courant alternatif.**

161. 1° Effet d'une bobine de self-induction 178
162. Détermination vectorielle du déphasage. Impédance 179
163. Inductances en série 182
164. Puissance instantanée et puissance moyenne 184
165. Courant watté. Courant dévatté 185
166. 2° Effet d'un condensateur 186
167. Circuit comportant capacité et résistance. Déphasage. Impédance ... 187
168. Puissance instantanée et puissance moyenne 189
169. Problème général. Résonance. Circuit comportant inductance, résistance et capacité en série 189
170. Surtension 191
171. Circuit comportant une inductance et une résistance 193
172. Impédance à la Résonance 196
173. Importance des phénomènes de résonance. Formule de Thomson 198
174. Facteurs ou coefficients de surtension. I. Résonance série 199
175. II. Résonance parallèle .. 201
176. Comparaison entre les deux cas de résonance 201

APPENDICE DU CHAPITRE XIII.

I. Calcul de l'intensité de courant dans un circuit doué de résistance et de self-induction 202
II. Intensité alternative traversant un condensateur 203
III. Équations aux dimensions d'une vitesse angulaire (ω) et d'une impédance 204

IV. Tableau résumé des termes utilisés en courant alternatif 205
V. Applications pratiques ... 208
VI. Note pratique sur l'impédance des condensateurs en courant alternatif .....
VII. Remarque sur la résonance des circuits amortis ...

Ch. XIV. — **Transformation, production, utilisation des courants alternatifs.**

177. Généralités 210
178. Bobine d'induction en courant alternatif 210
179. Coefficient de self-induction en alternatif 211
180. Phénomènes de saturation 212
181. Influence de la fréquence. 213
182. Transformateur statique . 213
183. Rapport de transformation. Rendement 214
184. Courant à vide ou courant magnétisant. Courant en charge 215
185. Réalisation pratique des transformateurs 216
186. Forme du circuit magnétique..... 216
187. Courant à vide et induction maximum 218
188. Courant à vide et fréquence 218
189. Transformateurs à plusieurs secondaires. Isolement des enroulements. Intensité 219
190. Section des conducteurs .. 220
191. Facteurs agissant sur le rendement 220
192. Utilisations des transformateurs statiques 220
193. Quelques autres utilisations..... 221
194. Auto-transformateurs 222
195. Production du courant alternatif 222
196. Fréquence du courant ... 223
197. Tension fournie 223
198. Alternateurs polyphasés.. 223
199. Couplages des alternateurs 224
200. Moteurs à courants alternatifs 224
201. Moteurs synchrones 224
202. Moteur universel à collecteur (moteur série) 225
203. Moteur à répulsion 225
204. Moteurs asynchrones ou à champ tournant 226
205. Couple des moteurs asynchrones 228

APPENDICE DU CHAPITRE XIV.

I. Principe de calcul des transformateurs 229
II. Petits moteurs synchrones. Horloges synchrones. Phonographes 230

Ch. XV. — **Redressement des courants alternatifs.**

206. Définition. Redressement et filtrage 232
207. Commutatrice. La dynamo à courant continu, considérée comme alternateur 233
208. Les redresseurs mécaniques 234
209. Schémas d'utilisation des redresseurs 235
210. Redressement d'une alternance 235
211. Redressement des deux alternances 236
212. Utilisation d'un transformateur à prise médiane. 237
213. Montage « doubleur de tension » 238
214. I. Redresseurs mécaniques. — a) *Utilisation d'un moteur* 239
215. I. Redresseurs mécaniques. — b) *Utilisation d'une lame vibrante* 240
216. II. Redresseurs électrolytiques 241
217. Notes pratiques sur le redresseur plomb-aluminium..... 242
218. III. Les redresseurs métalliques secs. — a) *Redresseurs à oxyde de cuivre*.. 243
219. III. Les redresseurs métalliques secs. — *Réalisation pratique* 243
220. III. Les redresseurs métalliques secs. — b) *Redresseur au sélénium* 244
221. IV. Les redresseurs ioniques 244
222. V. Redresseurs électroniques 245
223. V. Redresseurs électroniques. Vaporisation d'électrons..... 246
224. V. Redresseurs électroniques. Effet Édison ... 246
225. V. Redresseurs électroniques. Chauffage direct et indirect 248
226. V. Redresseurs électroniques. Nature des corps émissifs 248
227. V. Redresseurs électroniques. Limites de fonctionnement 248
228. V. Redresseurs électroniques. Valves biplaques. 249
229. VI. Valves à gaz et à filament. Redresseurs thermoioniques 249
230. VII. Thyratrons 250
231. VIII. Valves à vapeur de mercure sans filament .. 250
232. Chute de tension dans les tubes à gaz 251

APPENDICE.

I. Redresseurs à semi-conducteurs 251

Ch. XVI. — **Les filtres électriques.**

233. Généralités 252
234. Caractéristique des filtres. 252
235. Caractéristique des filtres. *a) Principes généraux* .. 253
236. Caractéristique des filtres. b) *Action d'une bobine de self-induction* 253
237. Caractéristique des filtres. c) *Action d'un circuit résonnant-série* ... 253
238. Caractéristique des filtres. d) *Action d'un circuit antirésonnant* 254
239. Caractéristique des filtres. e) *Action d'une résistance* 254
240. 1° Cellule de filtre passe-bas. Définition 255
241. 1° Cellule de filtre passe-bas. Fréquence d'absorption maximum 256
242. 2° Filtres passe-haut. Définition 256
243. 2° Filtres passe-haut. Cellules de filtre passe-haut 257
244. 2° Filtres passe-haut. Fréquence d'absorption maximum 258
245. Filtres de bandes. Définition 258
246. Filtre passe-bande. Définition 258
247. Circuit résonnant parallèle. Filtres complexes 259
248. Filtre éliminateur de bande. Définition 260
249. Circuit résonnant série. Filtres complexes 260
250. Filtrage par résistances .. 262
251. Aperçu du problème du « découplage » 262
252. Condensateurs au papier.. 262
253. Durée des condensateurs. Tension d'essai 264
254. Condensateurs électrochimiques 265
255. Réalisation pratique 266
256. Tension maximum de régime. Tension de pointe. Courant de fuite 266
257. Tension maximum de superposition 267
258. Équivalent électrique d'un condensateur électrolytique..... 267
259. Influence de la température 268
260. Influence de la fréquence. 268
261. Condensateurs électrolytiques secs 269
262. Durée des condensateurs électrolytiques 269
263. Grandeurs des condensateurs électrolytiques ... 270

APPENDICE.

I. Éléments des Filtres d'égalisation adjoints aux redresseurs 270
II. Condensateurs électrolytiques au tantale 271
III. Condensateurs électrolytiques non polarisés 271

Ch. XVII. — **Transformation du courant continu en courant alternatif.**

264. Généralités 273
265. *a*) Source de chauffage .. 273
266. *b*) Source anodique 274
267. Conclusion 274
268. Méthodes de transformation..... 274
269. Vibreurs. Trillers. Inverters 274
270. Quelques détails de réalisation 276
271. Emploi de thyratrons 276

QUATRIÈME PARTIE

ACOUSTIQUE - ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

Ch. XVIII. — **Introduction à l'étude de l'acoustique.**

272. Propagation d'un ébranlement dans un milieu élastique 279
273. Réflexion contre un obstacle 280
274. Propagation d'un état vibratoire 280
275. Fréquence. Période. Notion de longueur d'onde. 281
276. Autres exemples de propagation..... 281
277. Composition de mouvements vibratoires de même fréquence 282
278. Ondes stationnaires 284
279. Interprétation du phénomène 285

280. Lignes et surfaces nodales et ventrales 288
281. Phénomènes de diffraction 288
282. Interférence de deux mouvements vibratoires. Battements 289
283. Première remarque (ondes stationnaires) 291
284. Remarque très importante sur les battements (effets stroboscopiques) .. 291
285. Application des battements 292
286. Composition de mouvements. Partiels - Harmoniques 292
287. Problème inverse. Série de Fourier 294

Ch. XIX. — **Vibrations sonores.**

288. Son. Propagation des sons 295
289. Mécanisme de la propagation 296
290. Les caractéristiques du son 298
291. Le timbre. Sons purs. Sons complexes. Sons musicaux 299
292. Intensité et puissance acoustique 300
293. Rayons sonores. Réflexion. Diffraction. Écho 301
294. Milieu hétérogène. Réfraction..... 302
295. Interférence des sons 302
296. Effet Doppler 303
297. Acoustique des salles. Temps de reverbération 304
298. Note sur les régimes transitoires ou les « transitoires » 305

Ch. XX. — **Notions d'acoustique physiologique. Définition et emploi du Décibel.**

299. Réception des sons. Infrasons. Ultra-sons 306
300. Sensibilité de l'oreille 307
301. Justification de l'étude du Bel et du Neper 308
302. Progressions. Logarithmes 308
303. Définition du Bel 310
304. Bels négatifs 311
305. Le Décibel 311
306. Calcul des décibels 311
307. Le Neper 314
308. Conversion de décibels en nepers et inversement . 314
309. Application des décibels aux phénomènes électriques 314
310. Application aux tensions et intensité 315
311. Emploi d'échelles logarithmiques 315
312. Sensibilité de l'oreille et fréquence 316
313. Valeur absolue du seuil d'audibilité 318
314. Intensité de son et timbre . 319
315. Auditions simultanées de plusieurs sons 319
316. Audition par un système reproducteur imparfait. 320
317. Sens de la direction d'un son 321

APPENDICE AU CHAPITRE XX.

I. Note importante sur les vibrations élastiques 322
II. Note résumée sur l'emploi du Décibel 322

Ch. XXI. — **Notions d'acoustique musicale.**

318. Généralités 323
319. Intervalles musicaux. Gamme naturelle 324
320. Dièzes et bémols 325
321. Gamme tempérée 325
322. Valeur absolue de la fréquence 326
323. Instruments de musique.. 326
324. Tuyaux sonores 327
325. Résonance d'une colonne d'air 327
326. Entretien des vibrations.. 328
327. Tuyaux ouverts et tuyaux fermés 329
328. Timbre et hauteur des sons produits 331

Ch. XXII. — **Téléphone — Microphone.**

329. Généralités, historique ... 332
330. Téléphone électrique 332
331. Téléphone de Graham Bell 333
332. Traduction électrique des sons 333
333. Reproduction des sons ... 334
334. Microphone de Hughes .. 334
335. Courant téléphonique. Courant porteur, courant modulé 335
336. Transformateur ou bobine d'induction 336
337. Perfectionnements apportés au microphone de Hughes 338
338. Microphone à condensateur ou électrostatique. 338
339. Microphone électrodynamique 339
340. Microphone piézo-électrique 339
341. Qualités et défauts des microphones. Définition de la sensibilité 340
342. Perfectionnement aux récepteurs ou écouteurs téléphoniques 341

APPENDICE AU CHAPITRE XXII.

I. Microphones du type « vecteur » et du type « pression » 342
II. Courbe de sensibilité en coordonnées polaires ... 342
III. Note sur la fidélité des microphones 343
IV. Note sur l'intelligibilité de la parole en téléphonie.. 344

Ch. XXIII. — **Enregistrement des sons.**

343. Phonographes. Historique et généralités 345
344. Enregistrement direct ... 346
345. Reproduction directe 346
346. Limitations de l'enregistrement 347
347. Enregistrement indirect ou électrique 347
348. Pressage des disques 348
349. Reproduction électrique. Pick-up 349
350. Limitations de l'enregistrement sur disque 349
351. Caractéristiques du système reproducteur 350
352. Qualités d'un pick-up et usure des disques 351
353. Enregistrement photoélectrique. Principes généraux. Films sonores ... 351
354. Reproduction photoélectrique 352
355. Autres procédés. Philips-Miller. Ruban sonore .. 353
356. Enregistrement sur ruban magnétique 354
357. Les magnétophones usuels 356

APPENDICE.

I. Disques à longue durée : microsillons 357

Ch. XXIII. — **Quelques tableaux et abaques utiles en radioélectricité** 359

THÉORIE
DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

DU MÊME AUTEUR

A LA MÊME LIBRAIRIE

RADIO

L'art du dépannage et de la mise au point des Postes de T.S.F., 35e édition.

Ce qu'il faut savoir de la contre-réaction.

La T.S.F. sans mathématiques.

Théorie et pratique des lampes de T.S.F. :

Tome I : Etude des lampes et de leurs électrodes.
Tome II : Utilisation des Lampes en haute fréquence.
Tome III : Utilisation des Lampes à basse fréquence et circuits réactifs.

Comment installer la Radio dans les automobiles. (Édition entièrement nouvelle.)

La radio sans parasites. Généralités. Lutte à la source, protection.

Ce que le technicien doit savoir des Semi-conducteurs : Diodes et transistors.

Théorie et Pratique de la Radioélectricité.

Tome I : Les bases de la Radioélectricité.
Tome II : Théorie de la Radioélectricité.
Tome III : Pratique de la Radioélectricité.

TELEVISION

L'art du dépannage en Télévision.

Traité de Réception de la Télévision (nouvelle édition augmentée).

La Télévision en couleurs.

L'amplification moyenne fréquence en TV (cahier X).

L'amplification vidéofréquence en TV (cahier XII).

ELECTRONIQUE ET ELECTRICITE

Traité de Physique électronique et nucléaire (nouvelle édition).

Moteurs et dynamos électriques et servo-moteurs. Commandes à distance.

Les machines à calculer électroniques.

L'œil électrique Photo. Electricité. Cellules photo-électriques. Applications industrielles.

Les Tubes Electroniques à Gaz.

MESURES

Les Décibels. Table universelle à 3 décimales.

L'art de la vérification des récepteurs et des mesures pratiquées en T.S.F.

Les Cahiers de l'Elève Ingénieur Radio. Mesures sur les Récepteurs.

Le Tube à Rayons cathodiques.

RADAR

Ce que le technicien doit savoir du Radar.

ACOUSTIQUE

Eléments d'acoutisque (Le son, acoustique physique et architecturale, ultra-sons).

LUCIEN CHRÉTIEN
Ingénieur E.S.E.

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

TOME II

THÉORIE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

Nouvelle édition entièrement revue et complétée

ÉDITIONS CHIRON
40, Rue de Seine · PARIS (VIe)

Tous droits de traduction et de reproduction réservés y compris les microfilms même avec indication de source.
COPYRIGHT BY E. CHIRON, 1942.
et 1959 pour la nouvelle édition
© Editions Chiron, Paris, 1942 et 1959

INTRODUCTION DU TOME II

Au début de cet ouvrage, on trouvera une étude générale sur le *rayonnement électromagnétique* dont font partie la lumière visible, les rayonnements infra-rouges, ultra-violets, gamma, aussi bien que les rayonnements utilisés pour les radiocommunications. Une telle étude doit nécessairement avoir sa place au début d'un *Cours de Radioélectricité.* Le rayonnement, c'est, avec les propriétés des courants de haute fréquence, la substance même de la *Radioélectricité.*

Or, même dans les ouvrages les plus récents, la question n'est pratiquement pas abordée. De même qu'on étudie l'électricité sans chercher à définir sa nature, de même on disserte sur le rayonnement comme sur une construction de l'esprit. Dans le premier tome de cet ouvrage, nous avons montré que, pour l'électricité, on ne pouvait invoquer aucune excuse. On connaît aujourd'hui suffisamment sa nature et il est relativement facile d'imaginer ce qui se passe dans un conducteur traversé par un courant. La question du rayonnement est autrement complexe et son exposé didactique est extrêmement embarrassant. Deux méthodes peuvent s'offrir à l'auteur d'un ouvrage comme celui-ci. La première, c'est de laisser de côté l'etude du rayonnement proprement dit. On esquive ainsi la difficulté; le rayonnement devient une pure abstraction qu'on enferme dans de rigides équations. On manipule la matière mathématique, on la malaxe pour en faire sortir ce qu'on croit être utile et qui cadre avec les faits observés : c'est la méthode employée par les auteurs les plus sérieux.

Il semble pourtant un peu révoltant de s'étendre longuement sur un sujet dont on ignore la nature physique. Pour discuter avec fruit, il faut d'abord savoir de quoi l'on parle. Si le sujet qu'on traite est d'une nature insaisissable, s'il échappe à l'analyse, si notre imagination est impuissante à nous représenter son aspect : *il faut le dire.* Savoir reconnaître ce qu'on

ignore est un commencement de connaissance. Avant tout, il faut se garder des simplifications toujours faciles, mais dont les conséquences ultérieures sont parfois insoupçonnables. Et cela nous conduit à signaler le second procédé annoncé plus haut. C'est la méthode employée dans les ouvrages de vulgarisation et même dans certains ouvrages qui ont des prétentions plus ambitieuses.

On définit physiquement le rayonnement comme la propagation d'un champ magnétique et d'un champ électrique à haute fréquence, et l'on a recours au croquis classique, représentant deux plans rectangulaires sur lesquels on a tracé deux sinusoïdes. On a l'air de présenter ce schéma comme une définition ou, ce qui est plus grave, *un modèle mécanique du rayonnement.* Il ne faut pas hésiter à considérer cela comme un artifice touchant à l'abus de confiance intellectuel. La figuration des deux champs ne donne pas du tout une image du rayonnement, c'est tout simplement une illustration très discutable des théories de Maxwell. Pourquoi, dans ces conditions, ne pas définir le rayon lumineux de la même manière? *En superposant un champ électrique et un champ magnétique on obtient deux champs de force mais on n'obtient pas de rayonnement.* Que les deux champs soient *un des aspects* du rayonnement, c'est parfaitement exact, mais ils n'en peuvent donner qu'une image fragmentaire, insuffisante et, à vrai dire, qui fausse les idées des lecteurs, en simplifiant à l'extrême une question extraordinairement compliquée.

Avec cette méthode simpliste, le rayonnement est le résultat des vibrations de l'*Ether*. L'Ether vibre comme vibre l'air dans la propagation sonore. On a recours aux éternelles comparaisons. Bien entendu, on chercherait en vain des précisions sur la nature de l'*Ether*. C'est un *fluide* (?). C'est tout ce qu'on en peut dire. On n'ose pas aller plus loin, car on sait bien qu'on tomberait en pleine absurdité et qu'il faudrait reculer devant des contradictions trop flagrantes. L'élémentaire prudence conseille donc de s'abstenir...

Dans les pages qui suivent, nous nous sommes efforcés de présenter la question sous son jour véritable. Nous avons donc exposé les idées modernes sur le Rayonnement et sur l'Ether en les dépouillant de leur costume mathématique. Faut-il préciser que les difficultés étaient nombreuses? L'accord est loin d'être complet sur toutes ces questions.

D'autre part, beaucoup des connaissances modernes sont presque purement négatives. Par exemple, si on ignore quelle est l'image mécanique exacte d'un rayon de lumière, si on est incapable d'en imaginer un modèle physique, *on sait très exactement ce qu'il n'est pas.* On sait que la représentation de Newton (émission) et que celle de Fresnel (ondula-

tions) sont insuffisantes. La science est encore incapable aujourd'hui d'en donner une théorie complète satisfaisante. En réalité, théoriquement, rien n'est plus obscur qu'un rayon de lumière... Des théories nouvelles, suite logique de la *Mécanique Ondulatoire*, sont en cours d'élaboration, et demain fournira peut-être la réponse que nous attendons. Mais il s'agira certainement d'une réponse purement mathématique, absolument intraduisible dans le langage vulgaire. Est-ce dire qu'il faut renoncer à toute explication? Nous ne pouvons nous résoudre à cela. En faisant appel à certaines images choisies avec soin, en montrant l'artifice de certaines simplifications abusives, nous pensons qu'il est possible d'indiquer aux lecteurs la voie suivie par les savants de notre siècle.

Toutefois, nous nous excusons d'avance de ne pouvoir cerner la vérité d'un trait absolument net. C'est chose rigoureusement impossible, parce que, comme nous l'écrivions plus haut, les théories modernes, purement mathématiques, sont écrites dans une langue qui n'est pas de notre monde. Il faudrait inventer des mots nouveaux désignant des concepts que nous ne pouvons imaginer. Sans doute faudrait-il reconstruire les cellules de notre cerveau sur un plan plus complexe et munir nos yeux d'une rétine capable de discerner des aspects surhumains.

Sans doute nous manque-t-il la perception de plusieurs autres dimensions...

Ces questions primordiales ont un aspect philosophique qui pourrait bien, un jour prochain, bouleverser complètement des notions qu'on jugeait, hier encore, inébranlables. On pensait que le monde physique était régi par des lois parfaitement rigides. Le physicien d'hier était purement déterministe. Mais, à creuser plus profondément ces questions, on s'aperçoit aujourd'hui que la certitude s'évanouit et que la probabilité la remplace.

Nous nous efforcerons de montrer quel aspect singulier revêt la notion « d'ondes » quand il s'agit du rayonnement. Nous tenterons de montrer ainsi combien l'expérience de la pierre qu'on lance dans l'eau peut être éloignée de la vraie nature des choses.

Bien que le présent volume soit plus spécialement consacré à l'étude de la *Radioélectricité Théorique, nous avons surtout cherché à mettre en valeur des résultats qui auront, par la suite, des conséquences pratiques importantes.*

INTRODUCTION A LA NOUVELLE EDITION 1960

Pour cette nouvelle édition 1960 — l'éditeur m'avait demandé d'abréger l'introduction de la première édition.

Après lecture, je n'y vois à peu près rien à retrancher. Il faut la reproduire telle qu'elle fut écrite, sans en changer un mot, ou il faudrait la sacrifier entièrement.

Cette édition 1960 est vraiment nouvelle. Elle comporte en plein texte la plus grande partie des *Compléments modernes* qui avait fait l'objet du tome IV.

Des textes de liaison ont été naturellement rédigés. L'ouvrage lui-même, les schémas ont été corrigés ou modifiés chaque fois que l'évolution de la technique l'imposait. C'est ainsi, par exemple, que le chapitre sur l'emploi de la modulation de fréquence a été refait en fonction des données modernes.

De très importants chapitres nouveaux ont été rédigés sur *le couplage et l'alimentation des antennes*, sur *le calcul des circuits couplés*, sur la *théorie des semi-conducteurs* et sur la *télévision*.

De plus, à la fin de l'ouvrage, on trouvera un choix des courbes caractéristiques des tubes électroniques les plus modernes.

De la sorte, ce tome II correspond exactement aux besoins des étudiants en Electronique, qu'il s'agisse aussi bien du C. A. P. que du B.R. Dans le premier cas, il suffira de laisser de côté les calculs et de s'en tenir aux résultats.

L. C.

THÉORIE ET PRATIQUE

DE LA

RADIOÉLECTRICITÉ

II

PREMIÈRE PARTIE

RAYONNEMENT ET CIRCUITS

CHAPITRE PREMIER

Rayonnements et courants de haute fréquence.

1. Les catégories de rayonnement électromagnétique. — Les *ondes longues, moyennes, courtes, ultra-courtes* qu'utilisent la télévision, la radiophonie, la télégraphie; les *rayons infra-rouges* dont nous pouvons sentir la chaleur sur notre épiderme; la *lumière visible* qui impressionne notre rétine — du rouge au violet — ; les rayons *ultra-violets* qui déclanchent des phénomènes photo-chimiques; *les rayons* X, qui pénètrent les corps; les *rayons gamma*, émis par les corps radio-actifs et, sans doute aussi les mystérieux *rayons cosmiques*[1], sont des manifestations diverses du *rayonnement électromagnétique.*

Tous ces phénomènes se propagent, dans le vide, avec une vitesse voisine de 300 000 km/s ou 3×10^{10} cm par seconde. A chacun d'eux, on peut faire correspondre une *bande de fréquences* ou, ce qui revient au même, *une bande de longueurs d'ondes.*

Pour mesurer les fréquences on utilise soit le *cycle ou période par seconde*, soit les multiples de ces unités, qui sont le kilocycle par seconde (1 kc/s = 1 000 c/s) et le mégacycle par seconde (1 Mc/s = 1 000 000 c/s). Mais il est préférable d'employer le hertz (Hz) qui vaut un cycle par seconde ou ses multiples : le kilohertz (1 kHz = 1 kc/s) et le mégahertz (1 MHz = 1 Mc/s).

(1) Voir page 21.

Les longueurs d'ondes des radiations hertziennes sont mesurées en mètres, ou en centimètres pour les ondes ultra-courtes.

Pour les autres radiations on utilise, de préférence, l'*Angström*, unité qui correspond à 10^{-8} cm

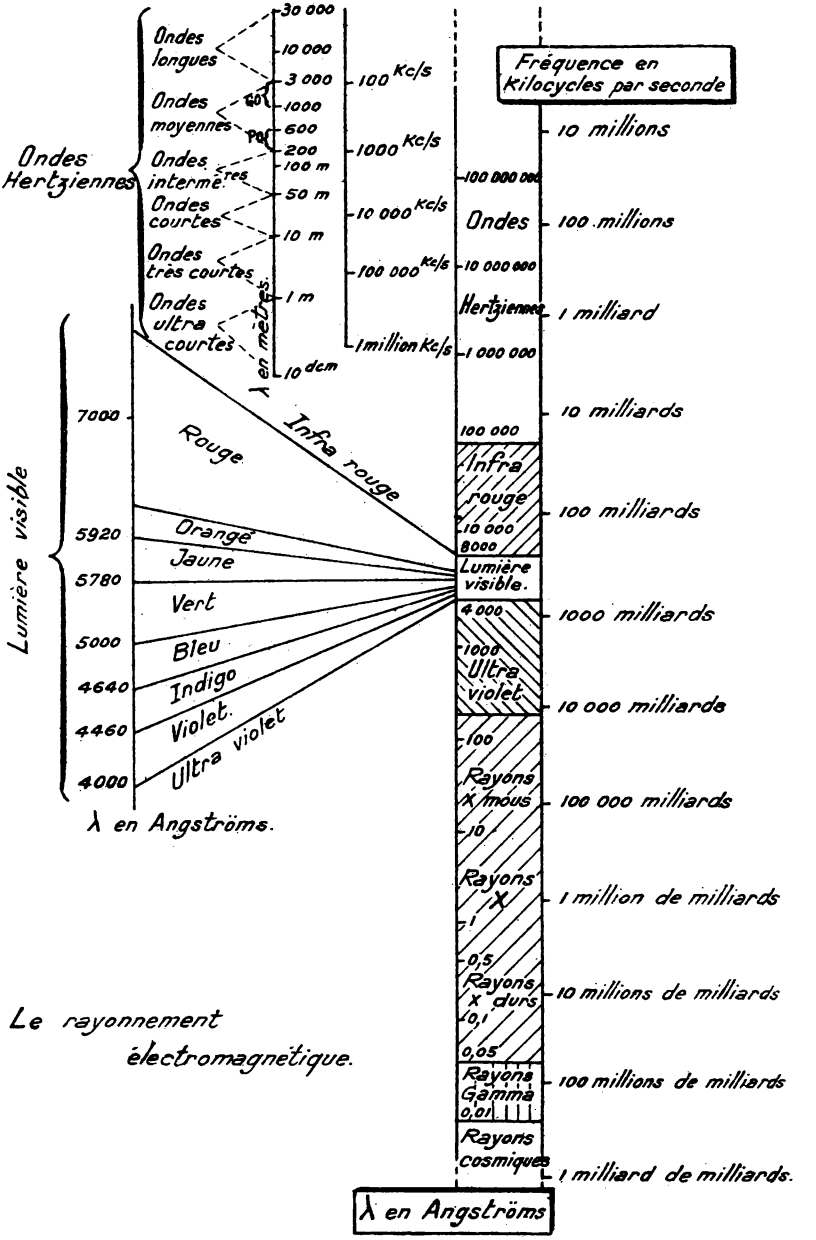
Les diverses catégories de rayonnement correspondent aux longueurs d'ondes suivantes :

LONGUEUR D'ONDE	CATÉGORIE
Plus petite que 0,01 Angström	Rayons cosmiques?
De 0,01 à 0,05 Angströms 10^{-10} cm à 5×10^{-10} cm	Rayons gamma.
De 0,05 à 120 Angströms 5×10^{-10} cm à $1,2 \times 10^{-6}$ cm	Rayons X.
De 120 à 4 000 Angströms $1,2 \times 10^{-6}$ cm à 4×10^{-5} cm	Ultra-violet.
De 4 000 à 8 000 Angströms 4×10^{-5} cm à 8×10^{-5} cm	Lumière visible.
De 8 000 à 100 000 Angströms 8×10^{-5} cm à 0,01 cm	Infra-rouge ou rayons calorifiques.
100 000 à 3×10^{14} Angströms De 0,01 cm à 30 000 mètres	Ondes Hertziennes.

Le croquis ci-contre (fig. 1) condense les résultats de ce tableau.

D'après cela, on conçoit que les fréquences correspondant aux rayons lumineux soient mesurées par des chiffres dont l'énormité paralyse à peu près l'imagination. Ainsi, par exemple, la fréquence correspondant à la lumière violette (4.000 angströms), calculée à partir de la formule :

$$f = \frac{c}{\lambda}$$



Le rayonnement électromagnétique.

Fig. 1. — Spectre des rayonnements.

c étant la vitesse de propagation, ici de 3×10^{10} cm. est de :

$$f = \frac{3 \times 10^{10}}{4000 \times 10^{-8}}$$

c'est-à-dire : 75×10^{14} cycles par seconde ou, $7.5\ 10^{11}$ kilocycles, *c'est-à-dire* 750 *milliards de kilocycles* ou kilohertz.

Il faut noter aussi que le spectre de la lumière visible correspond à une bande de rayons extraordinairement réduite. Le monde visible à nos yeux n'est qu'une poussière de l'aspect qu'il pourrait avoir, si la bande entière des rayons était accessible à nos sens. Nous percevons exactement une octave, alors que le clavier complet comporte environ un milliard de milliards d'octaves. S'il en est de même en d'autres domaines, nous ne devons pas nous étonner en constatant que l'aspect humain des phénomènes nous semble parfois incompréhensible. On saisira plus loin l'importance de cette remarque.

D'après la liste précédente, les catégories de rayonnement pourraient sembler parfaitement définies, séparées les unes des autres par de nettes frontières. En réalité, il n'en est pas ainsi. On passe insensiblement des *rayons gamma* aux *rayons x* et des *rayons x* aux *rayons ultra-violets.*

On sait aujourd'hui produire des ondes infra-rouges dont les propriétés sont encore *quasi optiques,* tout en étant déjà celles des *ondes hertziennes.*

La physique d'aujourd'hui a exploré le spectre entier. Il n'y a plus de contrées inconnues représentées par des zones blanches. On voit donc nettement que ceux qui veulent classer les soi-disantes radiations radiesthésiques des sourciers ou certaines « radiations vitales » parmi les rayonnements *électromagnétiques,* font fausse route...

Quand on considère l'immense étendue des fréquences correspondant aux divers rayonnements on ne peut s'étonner en observant que les propriétés d'un rayon x sont très différentes de celles d'une onde de radiodiffusion. Mais, sous ces différences superficielles, se cachent des analogies profondes que nous nous efforcerons de mettre en lumière dans les pages suivantes.

2. Historique rapide des connaissances sur le rayonnement. — Les anciens ne connaissaient que la lumière visible. Il faut attendre 1781 pour que *Scheele* [1] puisse observer qu'au delà du violet du spectre solaire (violet, indigo, bleu, vert, jaune, orangé, rouge) existent des radiations absolument invisibles, mais qui peuvent provoquer certains phénomènes chimiques (action sur le chlorure d'argent).

1. Chimiste suédois.

On aurait pu observer, alors, sans aucun appareil, que cet invisible ultra-violet était capable, après une exposition de quelque durée, de provoquer sur l'épiderme humain une inflammation douloureuse, véritable brûlure, ou *coup de soleil.*

Vingt ans plus tard, en 1801, *W. Herschel* montra qu'en plaçant le réservoir d'un thermomètre au delà du rouge d'un spectre solaire, on observait un échauffement important. Il y avait donc là *des rayons calorifiques, ou rayons infra-rouges.*

L'existence possible des *rayons hertziens,* ou ondes hertziennes, fut montrée théoriquement par *Maxwell* en 1870, mais ce n'est qu'en 1888 que *Hertz* en vérifia la réalité.

Roentgen, en 1895, mit en évidence des rayons encore plus mystérieux, *les rayons x* ou rayons de Roentgen, capables de traverser des corps opaques aux radiations visibles.

Enfin, *Millikan,* en 1925, montra l'existence des *rayons cosmiques* qui correspondent très probablement à des fréquences de l'ordre du milliard de milliards de kilocycles. Entre temps, d'autres physiciens firent la liaison entre ces différentes catégories.

3. Les anciennes théories : Émission. Ondulations. — Pour expliquer le phénomène lumineux, *Newton,* à la suite de *Descartes,* formule l'*hypothèse de l'émission.* Un rayon lumineux serait une succession de minuscules projectiles voyageant à grande vitesse et venant frapper le corps éclairé. Cette théorie bien simple permettait d'expliquer tous les phénomènes connus à cette époque : réflexion, réfraction, et, en particulier, la propagation rectiligne.

Mais elle devint incapable d'expliquer les phénomènes d'interférence. Deux rayons lumineux peuvent réagir l'un sur l'autre et produire des *franges d'interférence,* c'est-à-dire des zones alternativement plus lumineuses et plus obscures. En d'autres termes, suivant les circonstances, de la lumière, ajoutée à de la lumière, peut produire soit une lumière plus grande, soit de l'obscurité.

Une théorie doit pouvoir expliquer *tous* les faits expérimentaux. Dès qu'une expérience indiscutable ne peut plus être expliquée par la théorie, il faut abandonner cette dernière. C'est bien ainsi que pensait *Newton* quand il dut interpréter le cas particulier des phénomènes d'interférence connu sous le nom des *anneaux de Newton.* Il modifia la théorie de l'émission et, en fait, fut obligé de lui donner implicitement un aspect ondulatoire. Cette tentative ne fut pas retenue.

Les phénomènes d'interférence et de diffraction font immédiatement

songer aux battements d'interférence étudiés en acoustique dans le premier tome de cet ouvrage [1]. La lumière serait alors, comme le son, un phénomène périodique. Nous arrivons ainsi à *l'hypothèse des ondulations*. Cette théorie fut, en premier lieu, envisagée par *Huyghens*, puis par *Thomas Young*. Elle fut définitivement mise au point, le siècle suivant, par *Fresnel*. Son développement fut extrêmement fécond. Non seulement elle expliqua tous les phénomènes connus à l'époque, mais elle permit d'en prévoir de nouveaux que l'expérience vérifia.

Fresnel (1788-1827) amena la théorie des ondulations à un haut degré de perfection. Pour expliquer les propriétés de la lumière polarisée il émit l'idée que les vibrations lumineuses s'effectuaient dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (vibrations transversales). Ces conceptions lui permirent d'expliquer le phénomène de la double réfraction et d'autres phénomènes encore plus complexes. Les études de Fresnel forment encore aujourd'hui les fondements de l'optique classique. Bien mieux, leur rigueur est telle qu'il ne peut être question de les abandonner [2]. Toutefois, certaines expériences mirent en échec la théorie exclusivement ondulatoire.

4. Effet photo-électrique. — La première de ces expériences, très simple, a été signalée dans le tome I de cet ouvrage [3]. Une cellule photo-électrique *à vide* est constituée par une ampoule dans laquelle règne un vide aussi parfait que possible. Une des parois est recouverte d'un métal : sodium, caesium, etc... ce qui constitue la *cathode*. L'anode est un grillage à mailles larges ou un anneau métallique placé au milieu de l'ampoule (fig. 2).

Un rayon lumineux frappant la couche sensible de la cathode détermine le passage d'un courant électrique. Ce courant est très faible, mais il n'en est pas moins parfaitement mesurable. Il est facile d'observer que l'intensité du courant est proportionnelle à l'intensité du rayon lumineux. On interprète facilement le phénomène de la manière suivante :

1. Tome I. — Paragraphe 282, page 285.

2. Bien que la théorie de Fresnel soit manifestement fausse, les formules usuelles auxquelles elle conduit sont très suffisamment exactes pour la grande majorité des phénomènes. Le facteur de correction est négligeable à l'échelle courante. L'insuffisance de la théorie n'apparaît que lorsque certaines conditions sont remplies. De la même manière, les formules de la *mécanique classique* sont suffisamment exactes pour les problèmes de la vie courante. L'erreur qu'elles comportent ne prend une valeur notable que dans certains cas, lorsque, par exemple, la vitesse du mobile n'est plus négligeable par rapport à celle de la lumière. Il faut alors utiliser les formules de la *mécanique relativiste* ou *quantique*. C'est encore une raison de cette sorte qui nous permet d'utiliser la *formule de Thomson* sous l'expresse réserve que R est négligeable par rapport à $L\omega$.

3. Paragraphe 53.

La couche photo-sensible est constituée par un métal dont les électrons périphériques peuvent facilement abandonner leur trajectoire. Le rayonnement est une cause suffisante et, sous son influence, les électrons libérés sont lancés dans le vide de l'ampoule. Ils sont captés par l'anode, électrode portée à une tension positive et qui devient ainsi un centre d'attraction pour les électrons. Plus le rayonnement est intense et plus il y a d'électrons libérés — donc, plus l'intensité du courant photoélectrique est grande.

Jusqu'ici tout semble donc parfaitement explicable. Mais il est possible d'observer individuellement — si l'on peut dire — les électrons libérés par le rayonnement. On remarque alors que certains électrons sont très lents et que certains sont très rapides. L'énergie représentée par un électron est, naturellement, fonction de la vitesse. Ainsi donc, certains élec-

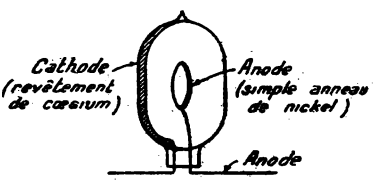


Fig. 2.

trons empruntent au rayonnement une faible énergie et d'autres une énergie relativement énorme.

Cependant, on peut observer que l'énergie correspondant à ces électrons rapides *ne dépend pas de l'intensité du rayonnement.* S'il s'agit d'une lumière intense, visible ou invisible, il y a des électrons rapides en plus grand nombre, mais *aucun électron ne dépasse la vitesse maximum qui correspond au rayonnement utilisé.*

S'il s'agit d'un rayonnement très faible, on trouve encore des électrons animés de cette même vitesse limite. Mais ils sont en moins grand nombre.

Cette expérience est absolument inexplicable avec la simple théorie des ondulations, d'après laquelle l'énergie est répartie régulièrement le long de la trajectoire. Il faudrait admettre que, pour les faibles intensités du rayonnement, l'énergie s'accumule dans l'électron pour se libérer brusquement au moment de l'expulsion. Rien ne permet d'adopter ce point de vue.

Si le maximum d'énergie des électrons expulsés ne dépend pas de l'intensité du rayonnement, *il dépend, par contre, de sa fréquence, ou, si l'on préfère, de sa longueur d'onde.*

Plus la fréquence est élevée et plus les électrons sont chassés avec des

vitesses plus grandes. Un rayon violet communique une vitesse plus grande qu'un rayon jaune; un rayon x, une énergie plus grande qu'un rayon ultra-violet...

Il faut donc admettre une relation entre l'énergie d'un rayonnement et sa fréquence [1].

5. L'effet Compton. — Une autre expérience assez récente (1921) est due au physicien américain *A. H. Compton.* Lorsqu'un rayonnement tombe sur un électron immobile, celui-ci est lancé dans une *direction quelconque* qui n'est généralement pas celle du rayon incident.

La vitesse ainsi communiquée à l'électron représente une certaine énergie soustraite au rayonnement. *Or, on constate que la fréquence du rayonnement est changée, après le choc* et, précisément, d'une quantité qui représente l'énergie cédée à l'électron. C'était, par exemple, un rayon violet qui avait rencontré l'électron; après le choc, c'est un rayon vert.

Cet effet est absolument inexplicable par la théorie des ondulations. Au contraire, tout est simple si l'on considère l'action du rayonnement *comme le choc d'une sphère contre une autre sphère.* Suivant l'incidence l'électron peut être renvoyé dans une direction quelconque et la sphère projectile continue son voyage avec une vitesse plus réduite, c'est-à-dire une énergie cinétique plus faible. S'il y a, comme nous l'exposions plus haut, une relation entre l'énergie et la fréquence, tout devient parfaitement clair.

6. L'Ether lumineux. — La théorie de Fresnel admettait que le rayonnement était dû aux vibrations transversales d'un milieu immatériel appelé l'*Ether lumineux* ou, simplement, l'Ether. Les deux termes : *milieu* et : *immatériel* sont déjà contradictoires. Mais les propriétés de l'Ether le sont encore plus. Il faut admettre que ce *fluide impondérable* est cependant plus rigide que l'acier. Malgré cela, il baigne l'Univers entier et se laisse traverser par les solides *sans accuser le moindre entraînement.*

Il est à noter, d'ailleurs, que la théorie de Maxwell permet de se passer de l'Ether. Il suffit de considérer les champs électriques et magnétiques de Maxwell non pas comme des réalités physiques, mais comme des aspects mathématiques particuliers du phénomène.

Néanmoins, d'irrésolubles difficultés se présentent dans certains cas.

1. La formule très simple, établie par la *théorie des quanta*, est la suivante :

$$\text{énergie} = \frac{hf}{c}$$

h est une constante dite de « Planck » $= 6{,}55 \times 10^{-27}$ c. g. s.
c la vitesse de la lumière dans le vide $= 3 \times 10^{-10}$ cm/s
f est la fréquence en hertz.

Les équations de Maxwell sont valables dans un milieu *en repos*. Mais si l'on veut, en toute exactitude, les appliquer dans un système en mouvement : sur terre, par exemple — puisque la terre tourne autour du soleil — on constate qu'elles ne sont valables qu'en tenant compte d'un certain *entraînement du milieu. Les déformations qui en résultent doivent donc permettre de mesurer indirectement la vitesse de déplacement par rapport à l'Ether ou, ce qu'en termes plus imagés, on a appelé : le vent d'Ether.*

Remarquons que ces raisonnements donnent à l'Ether un caractère de réalité physique. Il ne s'agit plus d'une fiction mathématique, mais d'un milieu de propagation concret.

Les physiciens *Michelson* et *Morley* imaginèrent l'expérience célèbre qui porte leur nom et qui devait permettre, non seulement de mettre en évidence ce *vent d'éther*, mais encore d'en mesurer avec précision l'importance.

Or, répétée dix fois, cent fois, dans des circonstances différentes de lieu, l'expérience de Michelson et Morley demeura toujours négative. Tout se passait comme si l'entraînement était nul ou... comme s'il n'y avait pas d'Ether. Pourtant, à l'époque, cette dernière conclusion ne fut pas retenue. On croyait si fermement à l'Ether qu'on n'hésita pas à faire des hypothèses plus ou moins étranges pour concilier les résultats de l'expérience et la théorie (contraction de Fitzgérald-Lorenz).

C'est en adoptant le second point de vue qu'Einstein developpa sa théorie de la relativité d'après laquelle il était impossible de mesurer et de mettre en évidence un mouvement par rapport à l'Ether. En fait c'était nier l'Ether...

7. Ondes et corpuscules. — On ne connaît point de modèle mécanique qui soit l'image d'une onde hertzienne; par contre, on croyait connaître parfaitement la texture d'un rayon cathodique. On l'imaginait sous le même aspect que les projectiles sortant du canon d'une mitrailleuse à tir rapide. Mais il s'agissait là de projectiles extraordinairement petits : les électrons. Cela est si vrai que les Anglais nomment l'anode d'un tube à rayons cathodiques *un canon à électrons* (gun). Un rayon cathodique, c'était donc une gerbe d'électrons. Dans ce cas il ne pouvait être question d'oscillations ou d'ondulations.

Or, en 1927, *C. Davisson* et *L. H. Germer* purent obtenir d'incontestables figures de diffraction avec des rayons *purement électroniques*. On avait cru que la production des phénomènes de diffraction et d'interférence était la signature irrécusable d'un état ondulatoire; or les expériences

de *Davisson* et *Germer* montraient indiscutablement que des corpuscules pouvaient se comporter exactement comme des ondulations. Ces expériences ont, depuis, été reprises sous mille formes différentes; elles ont donné des résultats constants. Bien mieux, on obtient encore les mêmes figures de diffraction en utilisant un rayon cathodique si peu intense que les électrons arrivent un à un et sont séparés par un intervalle relativement considérable. Nous verrons que cette observation entraîne des conséquences très importantes.

Si, malgré la certitude, il est nécessaire d'associer la notion *d'onde* à celle *de corpuscule*, on est en droit de se demander si dans le rayonnement, où la notion d'onde joue un rôle incontestable, il n'est pas nécessaire de faire intervenir également la notion *de corpuscule*.

8. Idées modernes sur le Rayonnement. Théorie des quanta. — Les résultats expérimentaux fournis par l'effet photo-électrique et par l'effet Compton deviennent parfaitement explicables si l'on suppose que l'énergie du rayonnement n'est pas répartie régulièrement tout le long de sa trajectoire mais qu'elle existe, au contraire, sous *une forme granulaire*. En d'autres termes, un rayonnement d'une longueur d'onde donnée est constitué par des *atomes de rayonnement ou photons*. Ces photons sont d'autant plus serrés et plus nombreux que *l'intensité* de rayonnement est plus grande.

Les photons sont différents quand la fréquence est différente. Ils transportent une énergie d'autant plus grande que la fréquence est plus élevée. Remarquons que cette observation correspond en gros avec l'observation journalière : un rayon gamma traverse facilement 2 ou 3 centimètres de plomb, un rayon X, dont la fréquence est plus faible, sera arrêté par quelques millimètres de plomb. Un rayon cosmique traverse plusieurs décimètres de plomb...

D'une manière plus précise, des expériences admirables ont permis de vérifier la théorie des *quanta* de rayonnement qu'*Einstein* imagina en 1905. Un *quantum*, c'est ce que nous avons nommé plus haut *un photon*, c'est, en somme, *un atome, ou un grain de rayonnement*. Une relation simple existe entre la fréquence f d'un rayonnement et l'énergie représentée par un photon. On a, en effet :

$$\text{énergie} = \frac{hf}{c}$$

c est la vitesse de rayonnement dans le vide, soit 3×10^{10} cm et h une constante dite *constante de Planck* égale à $6{,}55 \times 10^{-27}$ c.g.s. (ergs par seconde).

Cette constante intervient, d'ailleurs, dans un nombre considérable de phénomènes physiques.

La relation précédente montre que l'énergie est tout simplement proportionnelle à la fréquence, ce qui permet précisément d'expliquer l'effet photoélectrique signalé plus haut.

Un photon, comme un électron, n'a point de dimensions, mais il a une masse. Remarquons d'ailleurs que, d'après les théories d'Einstein, la conception de masse découle naturellement de la constatation d'une énergie transportée par un photon. En effet : toute énergie est pesante. On peut déduire de cela que, dans un lieu où règne la pesanteur, c'est-à-dire, en présence de matière, la lumière, comme tous les rayonnements, est déviée et ne se propage pas en ligne droite. Depuis, cette vue théorique a été maintes fois vérifiée. Cette vérification ne peut d'ailleurs s'effectuer que dans les espaces cosmiques, quand la trajectoire d'un rayon lumineux passe au voisinage d'une masse énorme, comme celle du soleil, par exemple.

On pourrait dire que le Rayonnement est la forme noble de l'énergie; c'est, en fait, de *l'énergie à l'état pur, c'est-à-dire dégagée de toute matière.* C'est, qu'en effet, les photons ne sont pas de la matière. Un électron est pratiquement indestructible. Il ne disparaît que dans le cas exceptionnel où il entre en contact avec un *positon* ou *électron positif* [1] — mais il s'agit d'un accident extraordinairement rare. Au contraire, un photon rencontrant un atome, un électron, un proton, peut céder son énergie et disparaître complètement.

Inversement, on produira du rayonnement chaque fois que, par un moyen quelconque, *on pourra détacher une certaine énergie de la matière.*

Mais la division du rayonnement en grains ou corpuscules séparés ne doit nullement nous ramener aux anciennes vues de Newton. Les ondes subsistent. Toutefois, *elles ne sont plus des ondes réelles,* c'est-à-dire comparables aux ondes sonores ou ondes du bassin produites par une pierre. Soit une trajectoire de rayonnement. Les photons sont répartis tout le long de cette courbe comme les balles d'une mitrailleuse dans la ligne de tir. *Mais ils ne sont pas régulièrement répartis.*

Si l'on considère un point quelconque de cette trajectoire on peut chercher à définir la chance que l'on a, à l'instant considéré, d'y trouver un photon. Or, la fonction qui exprime cette chance, est précisément la fonction périodique, *la fonction d'ondes.*

En résumé, les ondes associées aux photons du rayonnement sont des *ondes de probabilité.* Ce ne sont donc pas des ondes réelles, mais comme

1. Voir Tome I : page 13.

nous l'avons déjà écrit, *des ondes mathématiques*. Il est d'ailleurs remarquable d'observer que cette fonction d'onde, indiquée par le symbole Ψ est *une fonction complexe* (imaginaire). L'idée d'onde traduit nécessairement un des aspects du rayonnement; mais n'en donne qu'une image singulièrement réduite.

Si nous projetons un cône à base circulaire sur un plan perpendiculaire à son axe, nous obtiendrons un cercle. Si nous le projetons sur un plan parallèle nous obtiendrons un triangle. Si nous imaginions des êtres à deux dimensions, un cône pourrait leur apparaître tantôt comme un cercle tantôt comme un triangle. Dans leur esprit, où manque le sens de la profondeur, les deux notions de cercle et de triangle sont inconciliables. Ils ne pourront comprendre pourquoi le même objet revêt tantôt un aspect, tantôt l'autre. Si ce monde est peuplé de mathématiciens ils pourront peut-être donner une explication parfaitement logique du phénomène, mais leur raisonnement sera absolument incompréhensible à ceux de leurs semblables qui ne sont pas mathématiciens.

Il est très probable qu'en présence du rayonnement, nous sommes comme seraient des êtres à deux dimensions en présence d'un cône ou d'une sphère. Aussi nous trouverons-nous dans l'impossibilité absolue d'imaginer un modèle mécanique de rayonnement. Il convient d'ajouter, d'ailleurs, qu'au moment où nous rédigeons ce texte, si les bases de la théorie du rayonnement sont incontestablement fixées, des incertitudes subsistent, même dans l'exposé mathématique de la question. La texture du photon n'est pas déterminée. Il faut, en particulier, pouvoir expliquer la polarisation du rayonnement et les disparitions des photons. L. de Broglie a imaginé un photon constitué par deux moitiés complémentaires qui semble pouvoir résoudre la difficulté.

Quoi qu'il en soit, l'exposé précédent, avec ses inévitables lacunes dues à l'emploi du langage ordinaire, montrera à nos lecteurs combien les idées modernes, admises par tous les physiciens, sont éloignées des conceptions simplistes d'un Ether vibrant comme vibre l'atmosphère sous l'influence d'une onde sonore.

9. Note résumée sur la nature du rayonnement électromagnétique. — La lumière visible, l'ultra-violet, les rayons X, etc., et les rayonnements utilisés en radio sont des phénomènes de même nature. Le rayonnement n'est pas une vibration quelconque de l'Ether; milieu de propagation. Les physiciens modernes rejettent complètement la notion d'éther. Ceux qui emploient encore le mot le prennent dans le sens d'*espace* ou de *champ*.

Le rayonnement présente à la fois l'aspect corpusculaire (photons) et l'aspect ondulatoire. Les ondes en question ne sont pas réelles, mais sont des ondes statistiques ou de probabilité. Le rayonnement, c'est de l'énergie à l'état pur, complètement séparée de la matière. Les photons sont, en somme, des grains d'énergie. A l'inverse des grains d'électricité (électron, proton, etc...) les grains de rayonnement peuvent s'annihiler complètement en cédant leur énergie. C'est ce qu'on observe dans l'effet photoélectrique où l'énergie du rayonnement est utilisée pour extraire des électrons de la matière.

Dire, comme la plupart des vulgarisateurs, que le rayonnement électromagnétique est constitué par un champ magnétique et un champ électrique qui se propagent à angle droit n'est pas définir le rayonnement. C'est, tout au plus, en signaler un aspect tout à fait spécial.

APPENDICE

Rayons Cosmiques.

Au moment de la rédaction de la première partie de cet ouvrage, les physiciens classaient les rayons cosmiques parmi les manifestations du rayonnement électromagnétique. Les idées à ce sujet ont évolué et la tendance actuelle est de les considérer comme des rayons corpusculaires, c'est-à-dire de même nature que les *rayons cathodiques* ou les rayons positifs. Leur pouvoir de pénétration et leur pouvoir ionisant énormes s'expliqueraient par la grandeur de l'énergie mise en jeu qui serait de l'ordre de 10^{15} électron volts. Les projectiles seraient des corpuscules ayant une masse plus de cent fois supérieure à celle de l'électron et qui ont été baptisés *mesotrons* ou *méson*.

CHAPITRE II

Propagation du rayonnement hertzien.

10. Généralités. Classification du rayonnement hertzien. — Nous avons déjà eu l'occasion de signaler que les propriétés générales du rayonnement électromagnétique varient considérablement avec sa fréquence. Une feuille de verre laisse passer la lumière visible mais arrête l'ultra-violet. Une feuille de carton, opaque à la lumière visible, est transparente pour les rayons X. L'atmosphère terrestre laisse venir à nous une partie seulement du rayonnement solaire. Heureusement pour nous, elle arrête la plus grande partie des rayons ultra-violets sinon les conditions d'existence sur le globe seraient profondément modifiées.

Les rayonnements que nous allons plus spécialement étudier correspondent à des longueurs d'ondes échelonnées entre quelques centimètres et plusieurs kilomètres. Il n'est donc pas étonnant de constater que les diverses catégories ne se propagent point de la même manière.

Pour éviter toute ambiguïté nous classerons les diverses catégories de rayonnement hertzien en utilisant les qualificatifs recommandés par le comité consultatif de Radio-Electricité (La Haye — Mai 1929) et en ajoutant le qualificatif « petites ondes » utilisé habituellement pour une des gammes de radiodiffusion.[1]

λ supérieure à 3 000 m. ou fréquence inférieure à 100 kc/s.....	*Ondes longues.*
λ comprise entre 3 000 et 600 mètres ou fréquence comprise entre 100 et 1 500 kc/s	*Ondes moyennes.*
λ comprise entre 600 et 200 mètres ou fréquence comprise entre 500 et 1 500 kc/s	*Petites ondes.*
λ comprise entre 200 et 50 mètres ou fréquence comprise entre 1 500 et 6000 kc/s	*Ondes intermédiaires.*
λ comprise entre 50 et 10 mètres ou fréquence comprise entre 6 000. et 30 000 kc/s	*Ondes courtes.*
λ comprise entre 10 et 1 mètre ou fréquence comprise entre 30 000 et 300 000 kc/s	*Ondes très courtes.*
λ Au-dessous de 1m. ou fréquence comprise au-dessus de 300 mégacycles	*Ondes ultra-courtes.*

En gros, on constatera naturellement que la propagation du rayonnement rappelle de plus en plus celle de la lumière à mesure que la fré

(1) Voir aussi note page 64.

quence augmente. Mais, dans le détail, des différences très notables doivent être signalées.

11. Historique résumé de la découverte des ondes hertziennes. — Il est certain que la découverte, tout au moins théorique, des ondes hertziennes est due à *John Clerk Maxwell*, créateur de la théorie électromagnétique qui porte son nom. Il nous est naturellement impossible d'exposer ici, même sous forme d'un résumé, la substance des travaux de Maxwell. On peut dire, en quelques mots, qu'il sut mettre en équation toutes les connaissances qu'on avait de son temps sur l'électricité. L'interprétation générale des équations ainsi formées permit à Maxwell de prévoir l'existence *d'ondes électromagnétiques* et d'observer que la lumière était un cas particulier de ce phénomène. Il est tout à fait remarquable d'observer que les théories de Maxwell *ne font pas appel à l'Ether*. Il suffit de considérer simplement les champs magnétiques et électriques comme deux vecteurs, c'est-à-dire deux êtres mathématiques, pour que la théorie de Maxwell demeure conciliable avec les vues actuelles. Dans ces conditions, l'Ether s'identifie à l'espace, c'est-à-dire à l'endroit dans lequel peuvent se développer les champs de force.

Un peu plus tard, l'exactitude des vues théoriques de Maxwell fut brillamment démontrée par les célèbres expériences de *Hertz* (1887) qui sut produire des ondes hertziennes, les détecter et montrer que, compte tenu de la longueur d'onde différente, leurs propriétés étaient celles des rayons lumineux. Il faut, d'ailleurs, remarquer que les ondes de Hertz étaient des *ondes ultra-courtes*, ce qui lui permit de mettre mieux en évidence leur parenté avec les rayons lumineux.

Les expériences de Hertz furent reproduites dans tous les pays du monde. Elles permirent à Branly d'établir son cohéreur à limaille qui fut, en somme, le premier détecteur d'ondes présentant une sensibilité appréciable. Il fut possible de détecter les ondes à une distance de plusieurs dizaines de mètres, entre deux salles éloignées d'un même immeuble, par exemple.

Mais, à l'époque, on considérait certainement les ondes hertziennes comme une curiosité de laboratoire. Personne ne songeait à en appliquer le principe pour établir des communications sans fil de pays à pays, encore moins, de continent à continent.

Le premier dispositif théorique de télécommunication sans fil a, sans doute, été imaginé par *Sir Oliver Lodge* en 1893.

Deux ans plus tard, les premiers résultats furent obtenus par le Russe *Popoff* dans la rade de Cronstadt.

Peut-être cependant, un seul homme eut-il le pressentiment de l'avenir prodigieux *du rayonnement hertzien*. Cet homme, *Marconi*. Ce fut lui qui, en 1896, transmit le premier message entre l'Angleterre et la France.

Les travaux de *Blondel* en France, de *Sir Oliver Lodge* en Angleterre, de *Braun* en Allemagne permirent de mettre en évidence les avantages importants procurés par l'utilisation des phénomènes de résonance [1]. Grâce à leur application, Marconi poursuivant avec ténacité son labeur, établit, le 12 décembre 1901, la première radiocommunication entre *Poldhu, au Pays de Galles* et *Terre-Neuve*. De ce jour, la télégraphie sans fil était née. Quelques années plus tard, des stations définitives les premières du monde, furent installées à *Clifden* en Irlande et à *Glace-Bay* en Nouvelle-Ecosse.

En ces débuts de la radioélectricité, et pendant de longues années suivantes, on ne savait produire que des ondes amorties. Pour augmenter la puissance rayonnée il fallait nécessairement développer davantage l'antenne d'émission. Et cela conduisait à augmenter la longueur d'onde. Aussi, pendant les premières années de son développement, la T. S. F. utilisa des longueurs d'ondes de plus en plus grandes. Un peu plus tard l'emploi des ondes entretenues permit de transformer plus efficacement la puissance motrice. Les systèmes utilisés furent d'abord les *systèmes à arc;* puis un peu plus tard, le *timed-spark system*, de Marconi, puis les *alternateurs à haute fréquence*. Ces derniers permettaient d'obtenir plus facilement les fréquences les plus basses et, par conséquent, on était encore amené à transmettre sur des longueurs d'ondes très grandes. Les premières stations transcontinentales utilisaient des longueurs d'onde de l'ordre de 8 000 à 10 000 mètres.

Plus tard, des stations comme *Bordeaux-Lafayette, Sainte-Assise,* employèrent des longueurs d'onde de l'ordre de 20 000 mètres. Les radiateurs d'ondes étaient alors des nappes énormes se développant sur plusieurs kilomètres carrés, soutenues à des hauteurs de 200 à 250 mètres par de nombreux pylônes. Les stations de cette époque (1918-1923) étaient d'un prix d'établissement très élevé. La puissance rayonnée pouvait atteindre 1 000 kilowatts.

Bien entendu, il n'était pas question de communications radiotéléphoniques : les longueurs d'ondes utilisées l'interdisaient et, de plus, on manquait du moyen de contrôler la modulation.

Malgré les énormes puissances mises en jeu, les transmissions étaient

1. Voir Tome I, n° 169, page 189.

souvent fortement gênées par les parasites atmosphériques. Il fallait souvent interrompre le trafic pendant des heures, et, parfois, pendant plusieurs jours.

12. L'ère des ondes courtes . — Pourtant, dès 1916, la mise au point des lampes triodes permettait d'obtenir assez facilement du rayonnement hertzien sur les courtes longueurs d'ondes. *Mais il est absolument certain que les avantages des ondes courtes échappaient à tout le monde.* Pour les liaisons dépassant quelques centaines de kilomètres on estimait qu'une longueur d'onde supérieure à 1 000 mètres était indispensable.

Pratiquement, les plus faibles longueurs d'ondes utilisées étaient de l'ordre de 300 mètres (pour les stations des bateaux) et de 600 mètres pour les stations côtières.

La longueur d'onde de 200 mètres et *toutes les longueurs d'ondes plus courtes* avaient été allouées aux amateurs. Il est juste de dire que ceux-ci avaient considéré ce cadeau comme étant sans intérêt et qu'ils réclamaient, dans certaines circonstances, l'usage de la longueur d'onde de 1 000 mètres.

Quoi qu'il en soit, les amateurs, n'ayant point les préjugés des professionnels, cherchèrent à tirer le meilleur parti de leur domaine.

Ils observèrent, assez rapidement, que dans certains cas, malgré des puissances dérisoires à l'émission, l'onde de 200 mètres permettait de réaliser d'étonnantes portées. C'est ainsi que, parfois, les essais des amateurs américains étaient entendus en Angleterre et en France.

Ces observations incitèrent les amateurs à effectuer des expériences systématiques. Après quelques mises au point, la tentative réussit parfaitement, entre le 7 et le 28 décembre 1921, *vingt-sept émissions d'amateurs furent entendues en Angleterre,* par le délégué des émetteurs américains, *Paul Godley.*

Ces essais eurent sans doute une influence décisive sur les idées de certains techniciens. La radiotélégraphie militaire française, sous l'impulsion du *Colonel Chaulard,* entreprit des essais sur 45 mètres qui furent entendus, malgré les imperfections du matériel récepteur, jusqu'à des distances considérables.

L'amateur français, *M. Léon Deloy,* installa un émetteur sur 109 mètres dont les signaux, parfaitement perçus aux Etats-Unis par *F. H. Schnell,* incitèrent les deux expérimentateurs à tenter de réaliser une liaison bilatérale. Le 28 novembre 1923, l'expérience réussit parfaitement.

Moins de six mois après, les amateurs avaient réalisé la liaison avec tous les continents...

Les possibilités des ondes courtes étaient démontrées. Les spécialistes des grandes compagnies *(Marconi en Angleterre, Telefunken en Allemagne, R. C. A. aux Etats-Unis)* travaillèrent la question. *Marconi* réalisa en juillet 1924, une liaison absolument sûre avec *l'Australie* en utilisant l'onde de 92 mètres; puis des liaisons, de jour, avec *Montréal, Rio de Janeiro, Buenos-Aires, Sydney*, sur 30 mètres.

En Allemagne, la liaison *Berlin-Buenos-Aires* n'avait jamais pu être réalisée d'une manière convenable, malgré des puissances de l'ordre de 1 000 kilowatts. *Sur ondes courtes, la liaison est obtenue du premier coup avec une puissance de quelques kilowatts; elle est assez sûre pour permettre l'échange de télégrammes en manipulation automatique à grande vitesse...*

Les stations de trafic commercial sur ondes courtes se multiplièrent avec une rapidité prodigieuse. Elles permirent de tisser, sur la surface du globe, un véritable réseau de liaisons diverses, présentant la plus grande sécurité d'exploitation. Les continents sont, dès lors, réunis non seulement par la voie télégraphique, mais par la voie téléphonique. Grâce aux ondes courtes, vous pouvez de Paris, appeler directement au téléphone, un correspondant de *Tokio*, de *Melbourne*, de *Buenos-Aires* ou de *New-York*...

13. — Comment on en vint à utiliser les ondes courtes. — Est-il possible de noter les raisons profondes de l'évolution signalée dans le paragraphe précédent? Pourquoi, tout d'abord, cet essor prodigieux des ondes longues, suivi bientôt d'un abandon à peu près complet? Pourquoi les propriétés singulières des ondes courtes n'ont-elles pas été étudiées dès le début? Pourquoi réaliser à grands frais des stations de 500 ou 1 000 kilowatts et des antennes géantes, alors que des résultats bien meilleurs eussent pu être obtenus, beaucoup plus économiquement, en utilisant les ondes courtes?

Tout cela s'explique très facilement. Ainsi qu'il a déjà été écrit plus haut, *les moyens dont on disposait à l'époque ne permettaient de produire une puissance rayonnée considérable qu'en utilisant les ondes longues.* La propagation de celles-ci était plus régulière : les mêmes résultats étaient obtenus de jour et de nuit. Pour augmenter la sécurité des communications, il n'y avait d'autres moyens que d'augmenter la puissance rayonnée. Mais, pour augmenter la puissance rayonnée, on augmentait la longueur d'onde. Ainsi, successivement, on utilisa les longueurs d'ondes de 10 000 puis 15 000, 20 000, 25 000 mètres. On envisageait l'emploi de l'onde

de 30 000 mètres quand furent révélés les premiers résultats stupéfiants donnés par les ondes courtes.

A cette époque, on était en possession de moyens largement suffisants pour produire, sans difficulté, du rayonnement correspondant à de très hautes fréquences. On vivait un peu sur cette idée que plus la longueur d'onde était réduite, et plus la portée utile était, elle-même, réduite. L'expérience semblait d'ailleurs confirmer cette opinion. Quelques techniciens avaient entrepris des essais sur les ondes courtes. Ils avaient observé que l'intensité de réception décroissait très rapidement quand on s'éloignait de l'émetteur. A cent ou cent cinquante kilomètres, parfois moins encore, les signaux devenaient inaudibles. Comment les expérimentateurs auraient-ils pu supposer que cette disparition ne trahissait qu'une *zone de silence* au-delà de laquelle les signaux étaient audibles de nouveau avec une puissance et une stabilité plus grandes?

D'autre part, quand les signaux étaient perçus, on pouvait noter que l'intensité de réception n'était pas stable. Elle variait, sans cause apparente, dans des proportions considérables. Parfois, on constatait un évanouissement complet (fading) qui durait un temps plus ou moins long.

Enfin, pour calculer les stations émettrices on utilisait la formule semi-empirique *d'Austin-Cohen* qui permettait de calculer la longueur d'onde et la puissance d'une station en fonction de la distance.

Les résultats fournis sur ondes longues étaient en accord assez bon avec les mesures faites pour la vérification. Or, si l'on voulait appliquer cette formule pour les ondes inférieures à 600 mètres, on arrivait à des absurdités. On en concluait, à tort, que ces longueurs d'ondes n'étaient utilisables que pour des communications à très courtes distances.

Ainsi, tout semblait démontrer que les ondes inférieures à 200 mètres ne présentaient absolument aucun intérêt.

Ce sont incontestablement les résultats obtenus par les amateurs qui attirèrent l'attention des spécialistes. Il y eut une première période d'incrédulité, puis on se demanda si les résultats n'étaient pas dus à un hasard heureux, et, enfin, devant la certitude et la constance des succès, on se décida à entreprendre des expériences. Celles-ci furent absolument concluantes.

Aujourd'hui, on peut affirmer que si les longueurs d'ondes supérieures à 5 000 mètres sont encore utilisées dans quelques rares circonstances, c'est uniquement parce que les stations existent. Si elles n'étaient pas construites on ne songerait certes pas à les construire. Il est donc fort probable que ces longueurs d'ondes seront peu à peu abandonnées.

14. Avantages des ondes courtes. — Les avantages présentés par l'utilisation des ondes courtes sont évidents et peuvent s'exposer en quelques lignes :

a) Économie d'établissement. — La construction des stations est beaucoup moins coûteuse. Les émetteurs eux-mêmes sont peut-être un peu plus compliqués, mais la puissance nécessaire étant plus réduite, les problèmes de l'alimentation se trouvent notoirement simplifiés.

Les radiateurs de rayonnement (antennes émettrices) sont beaucoup plus simples et ne demandent pas l'établissement de nombreux pylônes très élevés. Dans certains cas, un simple conducteur vertical (Doublet) constitue une excellente antenne. Le rendement électrique des antennes est bien meilleur. Le rendement d'une antenne comme celle de *Croix D'Hins* ou de *La Doua* était de l'ordre de 10 à 15 % alors qu'on peut atteindre 90 % sur les ondes courtes.

b) Économie d'exploitation. Ondes dirigées. — La puissance nécessaire pour réaliser efficacement une certaine liaison est incomparablement plus faible qu'avec les ondes longues. Un seul exemple typique suffira à le montrer; la liaison Berlin-Buenos-Aires n'était pas assurée avec sécurité sur les ondes longues en utilisant une puissance de 1 000 kilowatts. Sur les ondes courtes, les conditions d'exploitation étaient bien meilleures avec une puissance *de* 2 *kilowatts seulement.*

Cette économie d'exploitation est encore améliorée en utilisant des antennes spéciales qui permettent de concentrer l'énergie rayonnée dans la direction du correspondant.

De cette manière, on augmente très nettement le rendement et, en même temps, on assure, dans une certaine mesure, le secret des communications.

c) Radiotéléphonie Duplex. — Les ondes courtes permettent la liaison radiotéléphonique et les transmissions d'images ou de documents photographiques.

d) Perturbations atmosphériques. — Les transmissions sur ondes courtes, surtout pour les longueurs d'ondes inférieures à 30 mètres, ne sont pratiquement pas gênées par les perturbations atmosphériques.

e) Étendue des fréquences disponibles. — La bande correspondant aux ondes courtes (entre 50 et 10 m.) permet de placer un nombre considérable de stations. En allouant à chaque émetteur une bande de fréquence de 5 kc/s, on peut placer 4 800 *transmissions.*

Dans la bande des ondes longues, de 3 000 à 30 000 mètres, on ne peut placer que 18 *transmissions seulement.* On est donc amené à réduire considérablement la bande disponible pour chacune d'elles. Les brouillages

sont beaucoup plus importants. A l'époque de leur utilisation on était souvent amené à utiliser de véritables filtres basse fréquence.

15. Propagation en fonction de la longueur d'onde et de la distance. Généralités. — Nous avons déjà noté que la propagation d'un rayon X est bien différente de celle d'un rayon infra-rouge. On ne doit donc pas s'étonner si la propagation des *ondes longues* est différente de celle des *ondes moyennes* ou *courtes*. Les classifications du rayonnement hertzien, indiquées dans la paragraphe 10, ont précisément été établies en tenant compte des caractéristiques de propagation.

Toutefois, nous insistons à nouveau sur ce fait évident que ces divisions sont un peu arbitraires. On passe insensiblement d'une catégorie à une autre catégorie sans rencontrer de frontière bien nette. Ainsi l'onde de 60 mètres peut, dans certains cas, se comporter comme une onde intermédiaire et, dans certains autres cas, comme une onde courte.

Il importe de comprendre que, dans ces domaines, il n'existe pas de lois rigides, mais que les indications données sont des *lois statistiques*, c'est-à-dire établies en faisant la moyenne d'un grand nombre d'observations.

Dans certaines occasions, on pourra donc observer des résultats qui seront en apparente contradiction avec les indications notées un peu plus loin. Il n'en faudra rien conclure, car il s'agira d'observations isolées.

16. Propagation des ondes longues (30 000 m à 3.000 m. ou 10 kHz à 100 kHz. — Cette catégorie de rayonnement est caractérisée par une grande régularité de propagation. C'est d'ailleurs ce qui avait séduit les premiers expérimentateurs. Les ondes longues se propagent sensiblement de la même manière de jour et de nuit, elles ne subissent pratiquement pas l'influence des saisons.

L'intensité de réception décroît régulièrement à mesure qu'on s'écarte davantage de l'émetteur. On rencontre toutefois un renforcement sensible au point antipode.

17. Propagation des ondes moyennes (3 000 à 600 m). (100 à 500 kHz). – Cette catégorie de rayonnement est souvent dénommée *grandes ondes* sur les récepteurs de radiodiffusion. Le *Comité consultatif de Radio-Électricité* englobe dans la même catégorie les *Petites Ondes* de la radio-diffusion. C'est ne pas tenir compte de différences de propagation que tout auditeur peut observer facilement.

Ces *grandes ondes* se comportent très sensiblement comme les *ondes longues* c'est-à-dire qu'elles ont une propagation extrêmement régulière.

Toutefois, on peut déjà observer une légère différence entre la propagation diurne et nocturne, quand il s'agit d'écoute à grande distance (au delà, de 1 500 km). Ainsi, certaines stations, comme les émetteurs russes, sont entendues avec une intensité nettement plus grande quand la nuit est tombée. D'autre part, on peut observer, pendant les transmissions nocturnes, des variations d'intensité généralement d'amplitude assez faible, mais dont la période est relativement longue (20 ou 25 minutes, par exemple). Un graphique d'enregistrement ci-joint (fig. 3) met bien ces caractéristiques en évidence.

18. Propagation des petites ondes (600 m à 200 m) (500 à 1 500 kHz). – *Phénomènes d'évanouissements.* — La propagation est parfaitement régulière et stable; tant qu'il s'agit de distances relativement faibles, c'est-à-dire inférieures à 100 kilomètres.

Au delà de 100 kilomètres, on observe une grande différence entre la propagation diurne et la propagation nocturne. Pendant le jour, la réception est stable et relativement faible. Les variations d'intensité sont à peine sensibles et ne sont observables que dans certains cas où interviennent probablement des facteurs locaux.

Dès que le soleil commence à s'incliner sur l'horizon (vers 14 h. en hiver, vers 20 h 30 en été) on observe un renforcement de l'émission qui s'accentue à mesure que la lumière baisse. Pour les stations très lointaines, ce renforcement atteint des valeurs considérables. Il semble, alors, que le facteur *distance* devienne inexistant. Il n'est pas exceptionnel d'entendre une station de quelques kilowatts, éloignée de 500, 1 000 ou même 1 500 km avec une intensité plus grande qu'une station plus puissante située à 100 km seulement. Mais cette réception n'est pas stable. On observe facilement qu'elle est sujette aux *phénomènes d'affaiblissement, ou d'évanouissement* (en anglais : *fading-effect* ou simplement : *fading*). En d'autres termes, l'intensité d'audition varie d'instant en instant. Fréquemment, des périodes assez longues d'audition puissante sont coupées par des brusques *trous* pendant lesquels l'intensité du champ hertzien devient, par exemple, 100 000 fois plus faible.

Les caractéristiques des phénomènes d'évanouissement dépendent principalement des facteurs suivants (voir fig. 4 et 5) :

a) Distance entre émetteur et récepteur.
b) Forme de l'antenne d'émission.
c) Longueur d'onde de la transmission.
d) Facteurs géographiques aux deux stations.
e) Conditions de propagation.

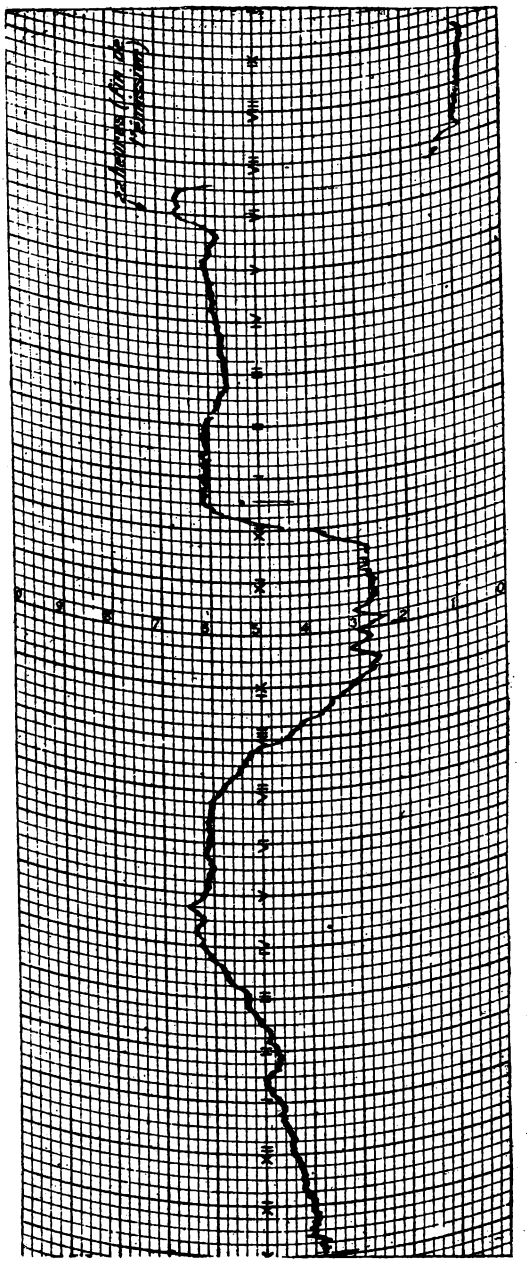


Fig. 3. — Enregistrement de Moscou n° 1:175 kc/s, 1 744 m — Durée de l'enregistrement **1 h 35 mn**

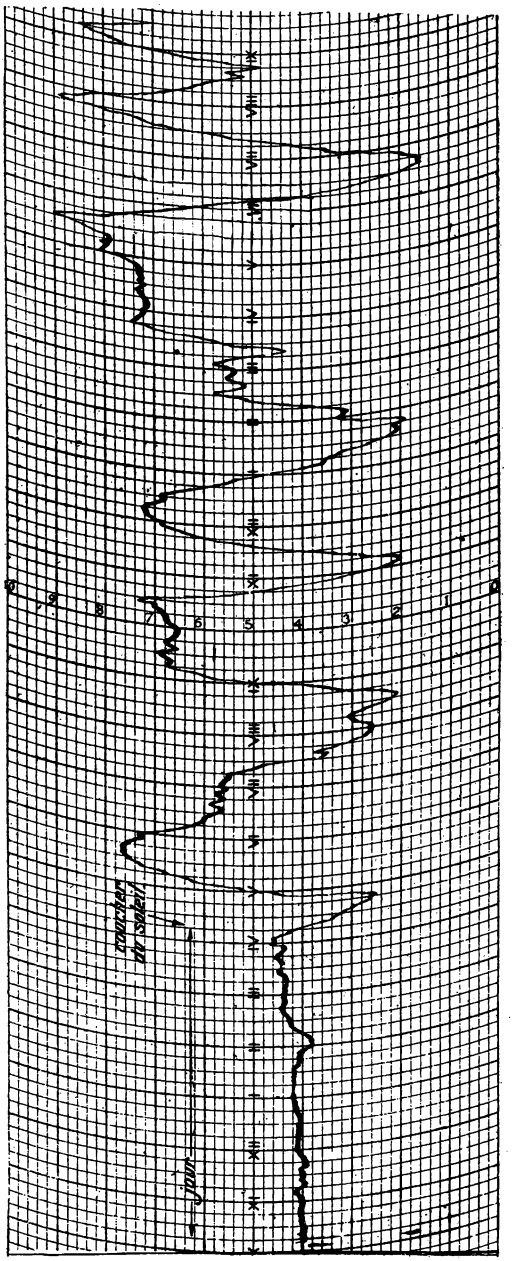


Fig. 4. — Réception de Londres régional 342 m 1. — Durée de l'enregistrement 1 h 30

Dans le graphique (fig. 4) on voit nettement la différence entre les conditions de jour et de nuit. Le graphique figure 5 montre que, pour une onde plus courte, la fréquence des évanouissements est plus grande.

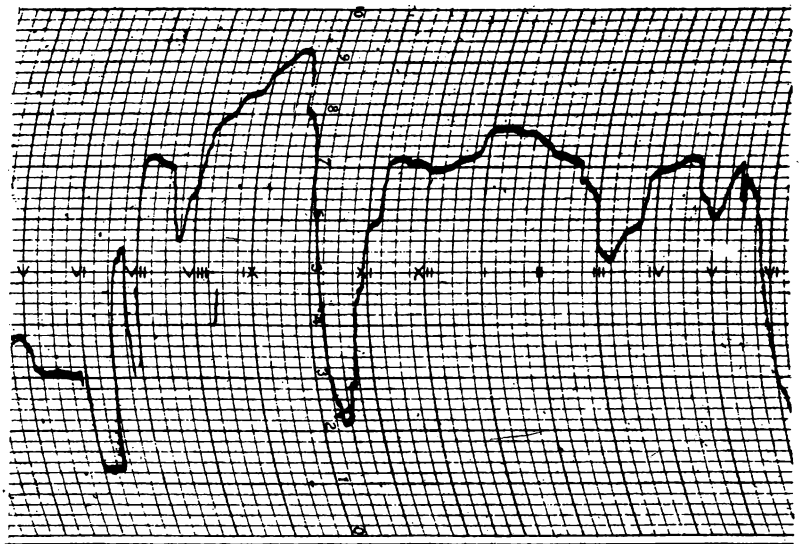


Fig. 5. — Réception de Londres (261 m). Durée : 22 minutes.

19. *a)* **Distance.** — En s'éloignant progressivement d'un émetteur on trouve d'abord *une zone de réception directe,* dans laquelle il n'y a pratiquement pas de phénomènes d'évanouissement. La réception faiblit naturellement à mesure qu'on s'éloigne. Le rayon de cette zone semble dépendre uniquement de la longueur d'onde. En moyenne, pour la gamme 200/600 m , il est compris entre 100 et 200 kilomètres. La puissance rayonnée agit naturellement sur l'étendue de cette zone; elle agit également sur l'intensité de réception à l'intérieur.

La zone de réception directe se termine *à la distance critique.* Dans cette seconde zone, la réception diurne est encore considérable. Les phénomènes d'évanouissement y prennent une amplitude particulièrement grande; ils sont fréquemment accompagnés de distorsion.

Ainsi, par exemple, la zone critique, pour *le Poste Parisien* correspond à une distance de l'ordre de 100 à 200 kilomètres.

Dans ce rayon, il n'est pas rare d'observer que les auditions diurnes sont meilleures que les auditions nocturnes.

En s'éloignant encore, on trouve une région dans laquelle la réception

diurne est très faible, mais la réception nocturne y est excellente. Parfois, cette zone est suivie d'une seconde zone critique.

20. *b)* **Forme de l'antenne émettrice.** — En utilisant une antenne d'émission verticale, dont la hauteur présente une relation bien déterminée avec la longueur d'onde, on peut augmenter sensiblement le rayon de la zone de réception directe. Il semble, d'ailleurs, que ce résultat ne soit obtenu qu'au détriment de la réception à très grande distance. Ces antennes spéciales sont dites : *antifading*. Elles sont constituées par un pylône de bois vertical qui soutient, en son axe, le radiateur d'onde proprement dit.

21. *c)* **Longueur d'onde.** — Le rayon de la zone de réception directe est d'autant plus grand que la longueur d'onde est elle-même plus grande.

Plus la longueur d'onde est réduite et plus la fréquence moyenne des moments d'évanouissement est plus grande. Cette loi se poursuit d'ailleurs pour les ondes courtes. Sur 600 mètres, on observera, par exemple, une période moyenne de l'ordre de 25 minutes. Sur 400 mètres, la période sera de 15 minutes et de 5 minutes sur 200 mètres.

En même temps que la fréquence, on peut observer que la profondeur de la variation s'accroît également.

22. *d)* **Facteurs géographiques.** — 1) *A l'émission.* — Certaines stations présentent des phénomènes d'évanouissement beaucoup plus marqués que des stations identiques situées à même distance du récepteur. Il faut donc obligatoirement faire intervenir le facteur géographique. Il est d'ailleurs difficile de savoir comment s'exerce son influence.

2) *A la réception.* — Pour se convaincre rapidement de l'importance de ce facteur, il suffit de faire quelques expériences d'écoute avec un récepteur placé sur une voiture automobile. On observe alors *des variations considérables* de l'intensité d'audition. Deux points situés à quelques dizaines de mètres donnent souvent des réceptions très différentes (variant de 1 à 50, par exemple). Il est curieux de noter que l'altitude ne joue qu'un rôle souvent difficile à définir. L'intensité d'audition est souvent meilleure à flanc de coteau que sur la crête. Au bord d'un cours d'eau assez important, la réception est souvent excellente.

Au niveau de la Seine (région comprise entre Nogent-sur-Seine et Montereau) l'intensité de champ est régulièrement plus grande qu'en haut de la vallée.

Il est donc difficile d'invoquer l'influence des obstacles. En des endroits

parfaitement plats (plaine de la Brie, région de Mormant, Nangis, Guignes) on observe de brusques variations d'intensité bien qu'aucun obstacle ne soit apparent. Ces variations se produisent quelle que soit la station écoutée.

23. *e)* **Conditions de propagation.** — En dehors de ces considérations générales, il faut faire intervenir des conditions journalières, saisonnières, ou même annuelles.

La réception d'une même station, hors de la zone d'écoute directe, varie de jour en jour et, parfois, d'heure en heure ou même de minute en minute. En quelques minutes, une période de stabilité peut être remplacée par une période d'intenses perturbations. Une audition de grande puissance peut faiblir peu à peu jusqu'à la disparition complète.

On constate parfois que, sous l'influence de facteurs inconnus, les auditions d'une station lointaine deviennent de meilleures en meilleures, ou, au contraire, s'affaiblissent de plus en plus.

Il est, par exemple, évident, qu'il y a quelques années, les stations espagnoles pouvaient être entendues en France dans des conditions bien meilleures. (Il ne s'agit pas de brouillages ou d'interférences, mais uniquement d'intensité de réception.)

Il est à peu près certain qu'il existe une relation entre ces phénomènes, les perturbations magnétiques, les manifestations des taches solaires, etc...

24. Interaction de rayons hertziens. Effet « Luxembourg ». — Lorsque, la nuit, dans les régions de l'Est de la France ou même dans la région parisienne, on règle un récepteur sur une station de l'Europe Centrale, on constate très souvent qu'on entend très nettement la modulation de la station Radio-Luxembourg en même temps que la station désirée. Le phénomène est, naturellement, plus facile à observer pendant les silences de l'émetteur.

On peut vérifier facilement qu'il ne s'agit nullement d'un défaut de sélectivité du récepteur. L'augmentation de cette qualité n'apporte absolument aucune amélioration.

D'autre part, le brouillage n'est pas dû à des harmoniques de l'émetteur. Il est facile d'observer qu'il n'y a aucun rapport simple entre les longueurs d'ondes.

On peut faire les observations suivantes :

a) Le phénomène ne se produit que pendant la nuit, ou, tout au moins, quand le soleil est assez peu élevé au-dessus de l'horizon.

b) La modulation indésirable est incorporée à l'onde porteuse de la station que l'on écoute. Toute séparation est impossible.

c) Si l'amplitude de l'onde porteuse vient à varier (fading), la modulation parasite suit les mêmes variations. Si elle disparaît, le brouillage disparaît en même temps.

d) Il faut que le récepteur soit dans un rayon assez rapproché de l'émetteur. D'une manière un peu plus précise, on observe le phénomène lorsque le milieu de la ligne qui joint l'émetteur au récepteur est situé à une distance relativement faible (de 200 à 300 km par exemple) de l'émetteur brouilleur.

Le phénomène a été remarqué pour la première fois avec Radio-Luxembourg, c'est l'origine de son nom. Mais il va sans dire qu'on peut l'observer au voisinage de toutes les stations rayonnant une puissance suffisante.

Ainsi, dans l'Europe orientale, le même phénomène se produit non plus avec le Luxembourg, mais avec Moscou. Dans les Iles Britanniques, dans l'Ouest de la France et même jusque dans la région parisienne on peut assez souvent observer un « Effet Droitwich ».

25. Propagation des ondes intermédiaires (200 m à 50 m) (1 500 à 6 000 kHz). — Ces ondes sont dites : *intermédiaires,* parce qu'elles empruntent leurs propriétés à la fois aux *petites ondes* et aux *ondes courtes.* Mais elles possèdent surtout les défauts des deux catégories de rayonnement si bien qu'en pratique, leur emploi ne présente pas beaucoup d'intérêt.

La zone d'écoute directe étant assez réduite il est possible d'obtenir des portées notables pendant la nuit.

La zone critique existe parfois d'une manière assez nette (surtout entre 50 et 100 m). Elle revêt déjà le caractère d'une zone de silence, c'est-à-dire d'un espace dans lequel toute réception devient impossible.

Au delà, pendant la nuit, de grandes portées sont possibles. Les phénomènes d'évanouissement sont souvent très gênants.

26. Propagation des ondes courtes. — Cette question est extrêmement complexe. Il nous est impossible de la traiter en détail sans déborder le cadre que nous nous sommes fixé. Nous prions nos lecteurs de se reporter aux études spéciales.

En conséquence, nous nous bornerons à donner ici un aperçu un peu schématique, mais néanmoins complet de la question.

Nous retrouverons, comme pour les plus grandes longueurs d'onde,

quelques-uns des éléments signalés plus haut : une zone d'écoute directe, d'un rayon d'autant plus faible, que la longueur d'onde est plus courte. Ce rayon est inférieur à 60 km pour une longueur d'onde de 30 m Une zone critique, qui se transforme ici en une *zone de silence* dont l'étendue est très variable. Les conditions journalières et saisonnières agissent ici d'une manière considérable. La forme et l'étendue de la zone de silence varient parfois de minute en minute.

Au delà de la zone de silence commence la *zone d'écoute indirecte* L'émission, insaisissable, reparaît de nouveau. Le distance à laquelle

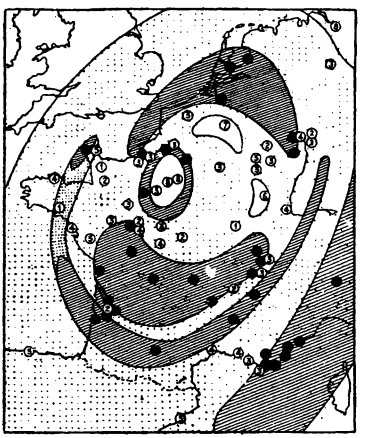


Fig. 6. — Zones de silence.
Les points noirs indiquent l'absence de réception, les chiffres l'intensité des signaux.

l'écoute est de nouveau possible est nommée : *skip-distance* par les anglo-américains. Parfois, une seconde zone de silence se manifeste, constituant théoriquement un anneau admettant l'émetteur comme centre. Nous écrivons : théoriquement parce qu'en pratique il est exceptionnel que cette seconde zone soit complète. Elle affecte souvent la forme d'un croissant plus ou moins régulier (voir fig. 6, dans laquelle les points noirs indiquent l'absence totale de réception, les chiffres mesurent l'intensité des signaux).

La zone d'écoute indirecte peut s'étendre fort loin. En fait, pour certaines longueurs d'onde et à certaines heures, l'émission porte jusqu'aux antipodes. On observe même souvent un renforcement très notable de la réception au voisinage du point antipode.

Les influences de la longueur d'onde, de l'heure, de la saison sont encore

beaucoup plus nettes que pour les autres catégories de rayonnement. Les deux premiers facteurs ont permis de diviser en trois classes la zone entière des ondes courtes :

a) Ondes à trajet nocturne (de 50 à 30 m).

b) Ondes à trajet mixte (de 35 à 20 m).

c) Ondes à trajet diurne (de 25 à 10 m).

Nous répétons une fois encore que ces divisions n'ont rien d'absolu et qu'on passe insensiblement de l'une à l'autre. On retrouvera ces résultats sous une autre forme dans les deux tableaux ci-contre (fig. 7 et fig. 8).

Ces divisions s'expliquent d'elles-mêmes; en tenant compte qu'il ne faut pas s'occuper de l'heure, mais plutôt de la hauteur du soleil au-dessus de l'horizon. C'est, d'ailleurs, de cette manière qu'intervient l'influence de la saison. Pour établir une communication constante entre deux points du globe terrestre on serait donc amené à modifier la longueur d'onde dans le cours de la journée. C'est précisément ce que font les stations commerciales.

C'est aussi ce que l'écoute des stations lointaines permet de vérifier facilement avec un simple récepteur de radiodiffusion assez sensible.

On observera que, dans l'après-midi, vers 14 h ou 15 h il est relativement facile d'entendre les stations américaines de la bande 16 m. (WRCA-WCBX). Mais l'intensité de réception faiblit généralement vers 16 h ou 18 h et, à ce moment, on commence à entendre confortablement les stations de la bande 19 m (WGE-WRCA). Un peu plus tard, à la tombée de la nuit, c'est-à-dire pour un trajet mixte (il fait nuit à la station réceptrice et jour à la station d'émission) on entendra beaucoup mieux les stations de la bande 25 m.

Vers 22 h ou 23 h la meilleure réception sera assurée par les émetteurs de la bande 31 mètres. Enfin, après minuit, alors que les autres bandes ne donneront plus généralement d'auditions utilisables, on constatera que l'écoute, encore possible dans la bande de 31 mètres, est cependant bien meilleure dans la bande de 50 mètres.

27. Anomalies de propagation. Influence de la saison. Conditions anormales. — On peut constater que, d'une manière générale, la réception des ondes courtes est bien meilleure pendant la belle saison c'est-à-dire précisément pendant les mois où les autres longueurs d'ondes donnent des résultats moins bons. C'est encore une chose qu'on peut vérifier sans difficulté avec un simple récepteur de radiodiffusion.

Ce résultat peut être vérifié facilement par une moyenne établie sur l'écoute de très nombreuses stations.

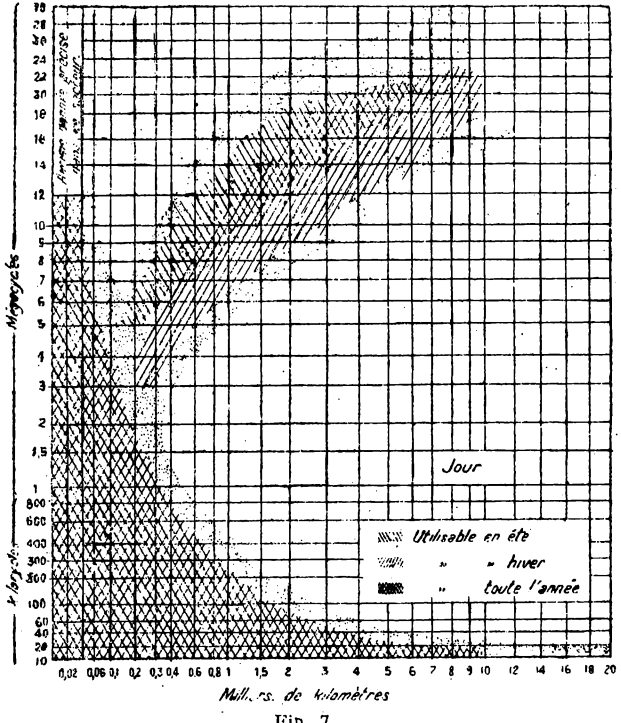

Mégacycles
Kilocycles
Jour
Utilisable en été
» » hiver
» toute l'année
0,02 0,06 0,1 0,2 0,3 0,4 0,6 0,8 1 1,5 2 3 4 5 6 7 8 9 10 12 14 16 18 20
Milliers de kilomètres

Fig. 7.

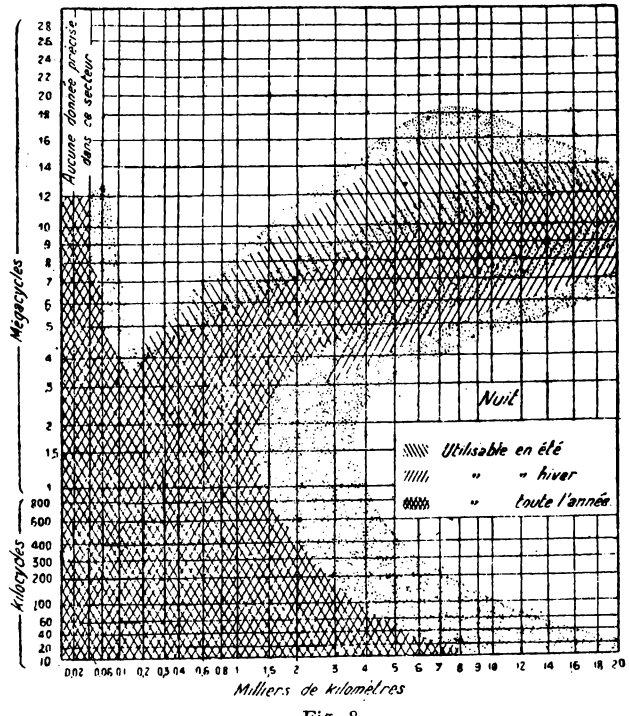

Aucune donnée précise dans ce secteur
Mégacycles
Kilocycles
Nuit
Utilisable en été
» » hiver
» toute l'année
0,02 0,06 0,1 0,2 0,3 0,4 0,6 0,8 1 1,5 2 3 4 5 6 7 8 9 10 12 14 16 18 20
Milliers de kilomètres

Fig. 8.

Le sablé correspond aux variations des résultats expérimentaux.

Mais, en dehors de cette moyenne, on constate souvent, en été, des conditions tout à fait anormales. La réception des stations les plus lointaines et les moins puissantes devient extrêmement facile pendant quelques heures. Non seulement les auditions sont puissantes, mais elles sont absolument stables : les phénomènes d'évanouissement semblent avoir disparu. Il est à remarquer que ces conditions anormales se manifestent en même temps pour tous les émetteurs et dans une bande de longueur d'onde très large. Elles se produisent généralement pendant la journée.

Par contre, il arrive aussi parfois que les conditions sont anormalement mauvaises. Les stations ordinairement reçues sans difficultés sont elles-mêmes affectées par le phénomène.

L'intensité de champ est faible, la réception instable. On peut généralement observer que ces conditions anormalement mauvaises correspondent à des orages magnétiques intenses.

28. Évanouissements. Scintillations. Fading sélectif. — Contrairement à ce qu'ont supposé certains auteurs, les transmissions sur

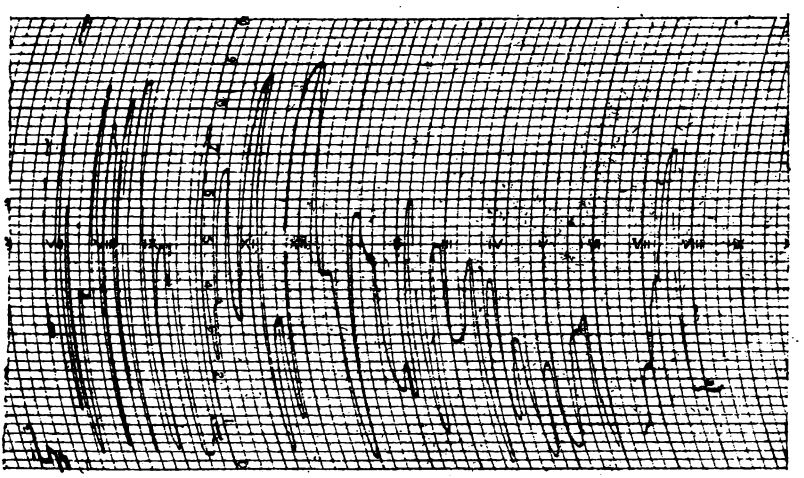


Fig. 9. — Enregistrement sur Rome (25,4 m).
Durée : 15,5 minutes.

ondes courtes sont affectées par les phénomènes d'évanouissement (fading). Les observations faites précédemment à ce sujet se prolongent dans ce domaine : on constate, d'une manière générale, que la fréquence des évanouissements s'accroît comme la longueur d'onde diminue (fig. 9).

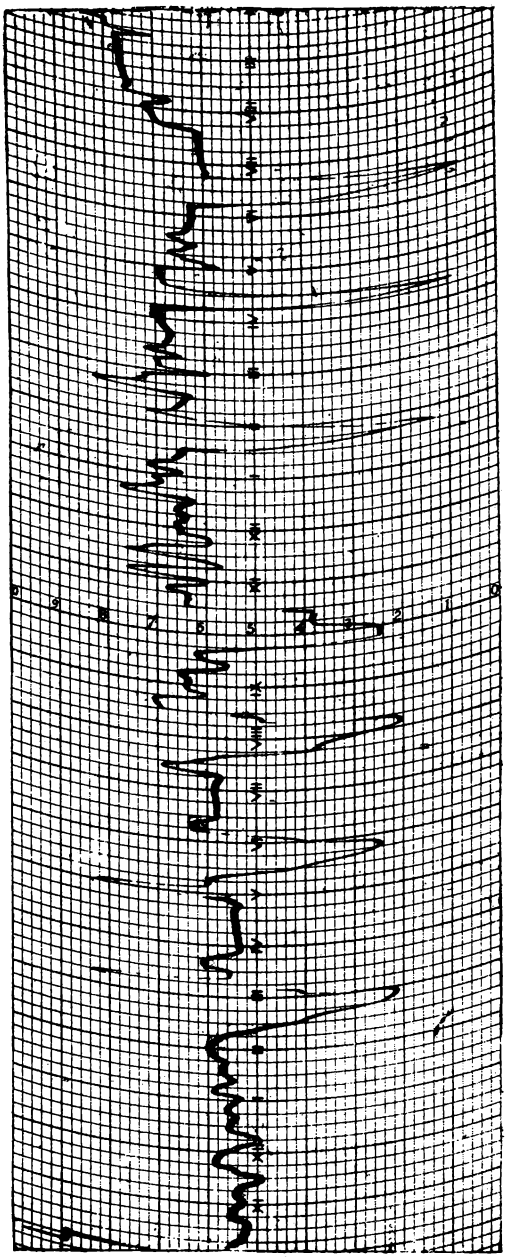


Fig. 10. — Enregistrement fait sur W2AD Schenectady sur 19 m 57 (15 330 kHz.
Durée : 22 minutes.

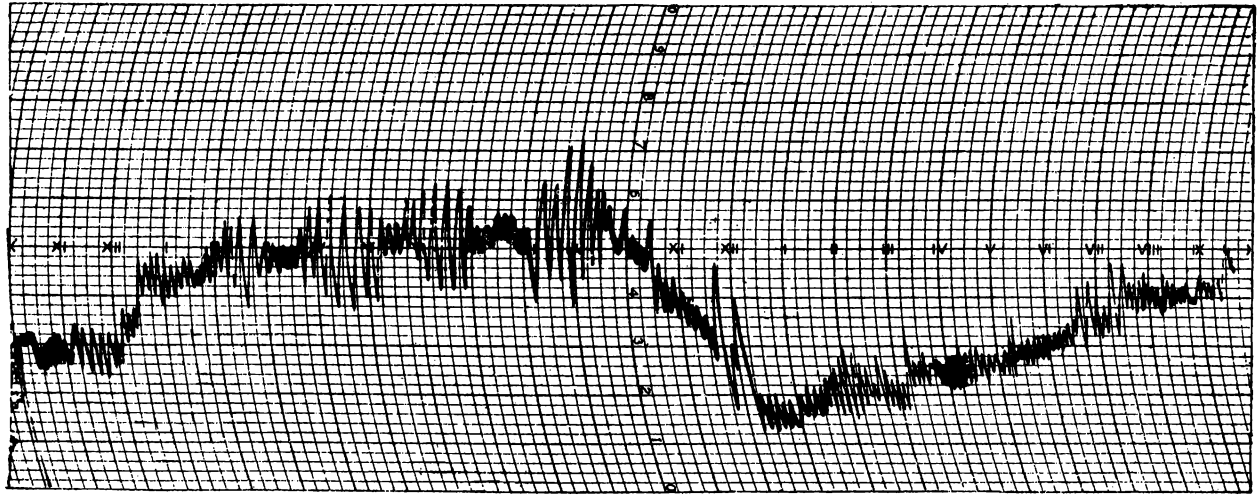


Fig. 11. — Exemple de scintillation. Enregistrement de Rome 25 m 4. Durée : 15 minutes environ.
Il faut noter que les amplitudes des scintillations étaient plus importantes que ne le montre le graphique (Inertie de l'appareil enregistreur).

EDITION COMPLETE, Page 426

Il arrive parfois que la réception, parfaitement stable pendant des intervalles relativement grands, soit brusquement coupée par des véritables fissures. On peut observer sur l'enregistrement ci-contre que ces « fissures » se produisent presque à intervalle régulier (fig. 10).

Parfois, cette régularité affecte une autre forme (voir fig. 11). On a très nettement l'impression de battements produits par l'interférence de deux mouvements vibratoires. On distingue très nettement des variations relativement lentes auxquelles viennent se superposer des variations plus rapides. L'amplitude des unes et des autres est variable, d'où l'apparence observée. On dit, dans ce cas, qu'il y a *scintillation*.

Il arrive parfois que la scintillation est assez rapide pour rendre toute écoute impossible. On observera, par exemple, que la moitié des syllables d'un mot a disparu dans le voyage... Cette fréquence de la scintillation peut même être assez rapide pour prendre le caractère d'une véritable modulation de l'onde porteuse.

Il est juste d'ajouter, d'ailleurs, que, assez fréquemment, il est impossible de discerner la moindre régularité dans les manifestations du « fading ».

Dans certains cas, les variations d'intensité dues au « fading » s'accompagnent de déformations, ou de distorsions acoustiques. La transmission radiophonique couvre, en réalité, une certaine bande de fréquences. L'effet de la modulation étant précisément de faire naître des bandes de modulation de part et d'autre de l'onde porteuse. Or, le fading peut sévir, à un moment donné, sur une bande de modulation ou, au contraire, sur l'onde porteuse seule. Il en résulte précisément les déformations que l'on observe.

Le phénomène, bien que plus rare, peut aussi se manifester pour les fréquences normales de la radiodiffusion.

29. Les échos « tour du monde ». — Quand certaines conditions sont réalisées on observe que la réception d'un bref signal lointain est accompagnée d'un écho, c'est-à-dire, d'un autre signal qui arrive avec un certain retard. Parfois, on peut même observer non pas un seul, mais deux, trois, ou même quatre échos successifs (fig. 12).

Si nous considérons un émetteur à Rio de Janeiro et un récepteur à Berlin (fig. 13), on conçoit que le signal puisse suivre le chemin normal 1, mais il peut suivre aussi le chemin indirect I ou les autres chemins 2, 3, etc. Il est facile de montrer que ce chemin indirect peut correspondre à un retard de l'ordre de 1/10 de seconde (vitesse de propagation 300 000 km par seconde). C'est donc un temps que l'oreille peut parfaitement séparer. Les autres échos pourront correspondre à des

signaux ayant fait une fois ou même deux fois le tour du monde. On constate, d'ailleurs, que des intervalles de temps réguliers séparent les signaux successifs, ce qui correspond bien à des trajets égaux.

Bien mieux, ce phénomène permet de connaître à quelle altitude voyagent les signaux puisqu'on connaît la durée du parcours, la vitesse de propagation et la distance qui sépare émetteur et récepteur.

On comprend que les phénomènes d'échos ne puissent se manifester

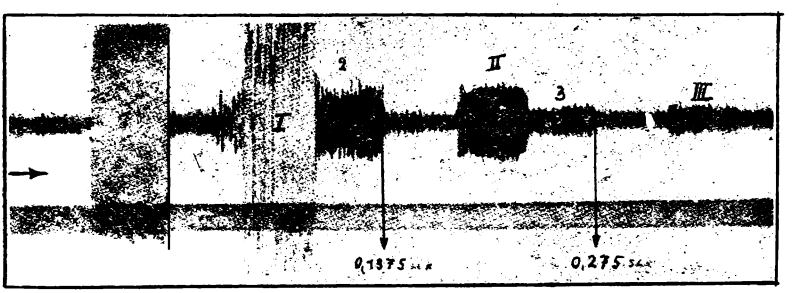


Fig. 12.

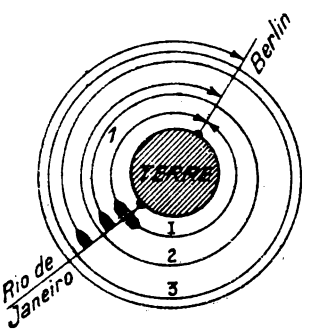


Fig. 13.

que dans certaines circonstances géographiques ou saisonnières spéciales.

Il faut, en effet, que la longueur d'onde utilisée puisse s'accommoder aussi bien du trajet 1 que du trajet I. Or, en règle générale, les éclairements ne seront point les mêmes sur les deux parcours et, en conséquence, la propagation s'effectuera beaucoup plus facilement pour un des deux trajets.

Il arrive, d'ailleurs, que l'écho soit plus puissant que le signal direct, ce qui vient, précisément, confirmer les vues précédentes.

30. Les échos retardés. — Les échos normaux sont séparés du signal par des intervalles de temps de quelques fractions de seconde et, qu'en général, on peut rattacher à une distance connue : trajet indirect (voir fig. 13), trajet direct auquel on ajoute le tour du globe, etc...

Mais, dans certaines circonstances fort rares, on peut observer des *échos retardés*, c'est-à-dire qui arrivent au récepteur avec un retard considérable et, à priori, inexplicable : 10 ou 15 secondes par exemple. Au moment où nous rédigeons ce volume, nous devons dire qu'aucune explication parfaitement convaincante n'a été donnée de ce phénomène qu'on ne peut cependant mettre en doute, puisque des savants nombreux l'ont observé (Störmer, Van der Pol, etc.).

31. Propagation des ondes très courtes (de 10 à 1 m). — Cette catégorie de rayonnements a des propriétés qui s'approchent déjà très nettement de celles des rayons lumineux. C'est ainsi que des masses de grandes dimensions (courbure terrestre, montagnes, etc.) se comporteront comme des obstacles véritables.

Une liaison absolument sûre ne pourra, en général, être réalisée que si la ligne droite qui joint l'émetteur au récepteur ne rencontre pas d'obstacles importants (visibilité). Cette condition n'est pas, d'ailleurs, absolument impérative et, dans des cas assez nombreux, on a pu observer des portées beaucoup plus grandes. Mais il s'agissait de résultats inconstants.

Les expériences récentes de télévision semblent avoir montré qu'un émetteur puissant, installé sur un monument aussi élevé que possible permettait, en général, une liaison satisfaisante dans le périmètre d'une grande ville et de ses faubourgs.

Quand certaines conditions anormales sont réalisées, les ondes très courtes peuvent être entendues à très grande distance. Mais il ne s'agit là que de circonstances accidentelles sur lesquelles il est impossible de compter.

Dans les conditions normales, la réception est stable sans aucun phénomène d'évanouissement et n'est affectée ni par les variations d'éclairement, ni par les variations saisonnières.

Dans ces gammes de fréquences, les perturbations atmosphériques n'ont aucune influence. Les brouillages les plus importants sont causés par les dispositifs d'allumage des moteurs à explosion (Delco des voitures automobiles).

32. Propagation des ondes ultra-courtes (au-dessous de 1 m). — Ce sont des ondes qu'on appelle encore *quasi optiques*, ce qui montre bien

quelles sont leurs propriétés principales. Elles permettent, avec une puissance extrêmement réduite, de réaliser des liaisons sûres entre deux points en vue l'un de l'autre. Il est, en effet, relativement facile de concentrer l'énergie dans un faisceau très étroit qu'on peut projeter exactement sur les récepteurs. C'est avec ce procédé qu'on a pu réaliser une liaison sûre à travers la Manche.

Ces ondes ne sont pas brouillées par les parasites atmosphériques ou industriels et leurs transmissions sont parfaitement stables. Par contre la production de faisceaux puissants peut soulever certaines difficultés.

33. Indications résumées sur la propagation en fonction de la fréquence. — On peut condenser les développements précédents de la manière suivante :

Ondes longues (au delà de 3 000 mètres ou au-dessous de 100 kHz). — Les ondes longues se propagent à peu près de la même manière le jour et la nuit. Elles permettent les liaisons à très grande distance à condition de mettre en jeu d'énormes puissances (de l'ordre de 1 000 kilowatts-antenne). Ces ondes, exclusivement utilisées il y a une dizaine d'années, n'assurent point toujours une sécurité parfaite des communications.

Ondes moyennes (3 000 m à 600 m) (150 à 500 kHz). — Elles ne permettent point les liaisons à très grande distance, quelle que soit la puissance rayonnée. On sent déjà nettement une différence entre la propagation diurne et la propagation nocturne. Les phénomènes d'évanouissement (fading) commencent à se manifester particulièrement pour les fréquences les plus élevées.

Petites ondes (600 à 200 m) (500 à 1 500 kHz). — On observe l'existence d'une zone d'écoute directe autour de chaque station, zone dans laquelle les résultats sont à peu près identiques de jour et de nuit. La limite de cette zone correspond à la *distance critique* à laquelle de violents phénomènes d'évanouissement se manifestent généralement. Au delà existe une différence considérable entre les auditions diurnes et nocturnes.

Dans certaines circonstances des portées nocturnes considérables (de l'ordre de 5 000 km) peuvent être obtenues.

Les phénomènes d'évanouissement sont intenses. A très grande distance, ils sont généralement d'une amplitude plus grande, mais d'une fréquence plus réduite.

Ondes intermédiaires (200 à 50 m) (1 500 à 6 000 kHz). — Leurs propriétés participent à la fois de celles de la catégorie précédente et de la catégorie suivante. Elles ont surtout les défauts des deux catégories et ne présentent pas beaucoup d'intérêt pratique.

Ondes courtes (50 à 10 m) (6 000 à 10 000 kHz). — Elles permettent de réaliser des portées énormes : le tour du globe avec des puissances extrêmement réduites (quelques dizaines de kilowatts). On peut les diviser en trois catégories :

de 50 à 30 mètres : ondes à trajet nocturne.

de 35 à 20 mètres : ondes à trajet mixte.

de 25 à 10 mètres : ondes à trajet diurne.

Autour de l'émetteur existe une très mince zone de réception directe au delà de laquelle commence une zone de silence. La largeur de celle-ci dépend non pas de la puissance, mais de la longueur d'onde, de l'heure, de la saison et d'autres facteurs secondaires. On observe parfois plusieurs zones de silence. Les ondes courtes semblent ignorer la distance. Le fading y sévit sous diverses formes. Elles sont utilisées pour la téléphonie et la télégraphie, souvent sous forme d'ondes dirigées. Les parasites atmosphériques sont peu gênants, surtout dans la partie inférieure de la gamme (au-dessous de 30 m).

Ondes très courtes (de 10 m à 1 m) (10 000 kHz à 100 000 kHz). — Elles ne se prêtent qu'à des liaisons à faible distance, quand des obstacles trop importants n'existent pas sur le trajet. Leurs propriétés sont assez peu connues.

Ondes ultra-courtes (au-dessous de 1 m) (au-dessus de 100 000 kHz). — Elles ont très sensiblement les propriétés des rayons lumineux, compte tenu de la différence de fréquence. On peut facilement les concentrer en un faisceau très étroit, à l'aide de réflecteurs paraboliques, par exemple.

34. Généralités théoriques sur la propagation. — Dans les paragraphes précédents, nous avons résumé succinctement les observations expérimentales. Le rôle de la théorie est, précisément, d'expliquer, le plus simplement possible, tous ces faits dont quelques-uns peuvent même, au premier abord, sembler contradictoires.

L'étude expérimentale des phénomènes de propagation est extrêmement délicate : le milieu de propagation peut, en effet, se situer à une altitude moyenne de l'ordre de 100 kilomètres. C'est donc bien au delà de notre atteinte directe.

Mais la physique moderne sait tourner les obstacles. Là où il ne peut directement aller, le physicien envoie un messager qui lui rapporte le renseignement désiré. L'analyse spectrale permet non seulement de connaître la composition chimique des plus lointaines étoiles, mais encore leur vitesse, leur température, etc. Il s'agit pourtant de mondes plus inaccessibles que les couches ionisées dont les propriétés permettent d'expliquer les anomalies apparentes de la propagation du rayonnement.

Les méthodes mises au point par *Breit* et *Tuve*, par *Appleton*, pour explorer les couches supérieures de l'atmosphère ou *ionosphère*, sont extrêmement ingénieuses. Elles sont, en quelque sorte, dans le domaine du rayonnement, la transposition des méthodes de sondage des fonds marins à l'aide de signaux ultrasonores... Elles sont tellement directes, qu'on ne voit guère comment une erreur pourrait se produire dans l'interprétation des renseignements.

On peut considérer les théories que nous exposerons dans les paragraphes suivants comme l'expression à peu près certaine de la réalité. En un mot, il ne s'agit plus d'hypothèses, mais de certitudes. Il y a certains points qui restent encore obscurs mais il est vraiment improbable que ces « inconnues » décèlent des éléments capables de démontrer la fausseté complète des théories...

35. Les hypothèses de la diffraction et de la réfraction optique. — Lorsque Marconi montra expérimentalement la possibilité de relier l'Europe et l'Amérique par les rayons hertziens, les physiciens sentirent la nécessité de fournir une explication des faits. Même en négligeant tous les autres obstacles, il est certain que la simple courbure terrestre, entre l'Amérique et l'Europe, représente une masse largement supérieure au massif de l'Himalaya.

Dans le Tome I de cet ouvrage, nous avons montré que le phénomène de la diffraction permet d'expliquer comment les mouvements vibratoires peuvent contourner d'importants obstacles. Si, derrière une maison, on entend un appel poussé de l'autre côté, c'est grâce à la diffraction.

On se contenta un moment de cette même explication. Néanmoins, dès 1903, *Watson* et *Van der Pol*, montraient, par le calcul, que l'hypothèse de la diffraction devait être abandonnée, comme absolument insuffisante. La différence entre les résultats observés et les résultats calculés était de l'ordre de 1 à 10 000.

On envisagea un moment l'hypothèse de la *réfraction optique*. Les ondes hertziennes, de même nature que les ondes lumineuses, doivent se comporter d'une manière identique. En particulier, des variations de l'indice de réfraction optique de la haute atmosphère doivent incurver les rayons hertziens vers la terre. Si ces variations sont assez grandes, le rayon hertzien, au lieu de s'éloigner indéfiniment, sera rabattu vers le sol après une certaine distance. Cette théorie dut être abandonnée parce que des expériences montrèrent que les variations de l'indice de réfraction étaient insuffisantes.

Néanmoins, nous verrons plus loin que l'explication moderne est presque

identique, à cette différence près qu'il ne s'agit pas d'une réfraction optique mais d'une *réfraction ionique.*

36. Hypothèse de Kennely-Heaviside. Ionosphère. — En 1902 *Kennely* et *Heaviside* firent, d'une manière indépendante bien que simultanée, l'hypothèse qui porte leur nom. Les régions de la haute atmosphère ne seraient pas seulement constituées par des gaz raréfiés mais comporteraient une proportion importante de *molécules ionisées* [1]. C'est pour cette raison que les régions supérieures de la haute atmosphère ont été, depuis, désignées par le nom *d'ionosphère.*

Les gaz ionisés acquièrent la propriété de devenir conducteurs. On peut donc comprendre, qu'en somme, les rayons hertziens sont canalisés entre deux surfaces sphériques conductrices : celles de la terre et celles de la couche de Kennely-Heaviside.

Toutefois, bien que féconde et bien qu'elle permette d'expliquer un grand nombre des faits observés, nous montrerons plus loin que cette vue un peu simpliste n'est pas parfaitement exacte.

Néanmoins, cette conception a déjà l'avantage de satisfaire l'esprit. L'antenne réceptrice capte une fraction, peut-être infime, mais cependant accessible aux appareils de mesure, de la puissance rayonnée par l'émetteur. Dans certains cas, cette puissance rayonnée est déjà très réduite : de l'ordre du dixième de watt. Comment admettre qu'il puisse en subsister une appréciable fraction à une distance de plusieurs milliers de kilomètres si l'énergie s'évaporait également dans toutes les directions de l'espace? On s'explique beaucoup mieux le résultat expérimental si la puissance est, en quelque façon, canalisée dans un espace défini, entre l'émetteur et le récepteur.

37. La couche d'Appleton. — Les physiciens furent amenés, par la suite, à compléter l'hypothèse précédente. Les études expérimentales, dont il sera question plus loin, mirent en évidence l'existence non pas d'une seule couche ionisée, mais *de deux couches.*

La première correspond précisément *à la couche d'Heaviside* ou *région E.* Elle est située à une altitude moyenne de 80 à 100 kilomètres. C'est elle qui intervient dans la propagation des petites ondes et des ondes plus longues.

A une centaine de kilomètres au dessus on rencontre la *couche d'Appleton* ou *Région F* dont la densité d'ionisation, plus importante, permet d'expliquer les phénomènes de propagation des ondes courtes.

1. Voir Tome I, page 51, paragraphe 40.

Certains auteurs ont proposé des hypothèses plus compliquées, d'après lesquelles il y aurait toute une série de régions ionisées.

Il ne semble pas que cette complication soit indispensable pour expliquer l'ensemble des phénomènes.

38. Rôle et nature de la réfraction ionique. — Pour qu'il puisse y avoir réflexion, il faudrait que la surface de séparation entre le milieu non conducteur et le milieu ionisé fût parfaitement nette et brusque. On imagine facilement qu'il ne puisse pas en être ainsi. Quelles que soient les causes de l'ionisation (nous reviendrons plus loin sur ce point), il est évident que l'action doit être progressive et qu'on doit, insensiblement, pénétrer dans le milieu ionisé.

Mais l'indice de réfraction, comme c'est le cas pour des rayons lumineux, variera notoirement avec la fréquence du rayonnement, ou, si l'on préfère, avec sa longueur d'onde. Un moyen commode de l'évaluer consistera à dénombrer le nombre d'ions par cm^3, ou, ce qui revient au même, *le nombre d'électrons libres*. C'est ce qu'on nomme *la densité d'ionisation*.

39. Influence de l'agitation moléculaire. — Les considérations précédentes nous ont permis de comprendre pourquoi les rayonnements de diverses longueurs d'onde obéissent à des lois de propagation différentes. Mais un autre facteur important vient agir dans le même sens. Les éléments constituants d'un gaz, atomes ou ions, ne sont pas immobiles. Ils sont l'objet d'une *agitation moléculaire* tout à fait comparable à *l'agitation spontanée des électrons* [1] dans un métal. On peut, comme pour les électrons d'un conducteur, définir une *vitesse moyenne d'agitation* et un *libre parcours moyen*. La connaissance de ces deux facteurs nous permet de déterminer la *durée* d'un parcours moyen, quantité analogue à la durée d'un saut dans la théorie déjà citée.

Or, des considérations théoriques permettent de montrer que la réfraction ionique ne peut se manifester que pour des rayonnements dont la période est notablement différente de la durée d'un parcours moyen. On doit donc observer que pour des longueurs d'onde assez petites, le rayonnement cesse d'être influencé par les couches ionisées. C'est exactement ce qu'on constate. On a précisément été amené à reconnaître une différence entre *les ondes courtes* et *les ondes très courtes*, parce que ces dernières, n'étant pas rabattues vers le sol, ne peuvent point se prêter aux communications à grande distance.

1. Voir Tome I, pages 7 à 11.

C'est également pour cette raison que les couches ionisées n'ont aucune influence sur les rayons lumineux auxquels correspondent des fréquences beaucoup plus grandes.

Nous verrons plus loin qu'il est possible de vérifier qu'un rayonnement est, ou n'est pas réfléchi (ou réfracté). Si nous faisons varier progressivement la fréquence du rayonnement nous observerons que le retour vers le sol cesse à un moment donné.

On dit alors que la fréquence du rayonnement est *la fréquence critique.* Bien mieux, nous montrerons que l'indice de réfraction ionique peut être plus petit que 1.

40. Rôles des deux couches ionisées. — Imaginons un émetteur capable de modifier sa longueur d'onde depuis les ondes les plus longues

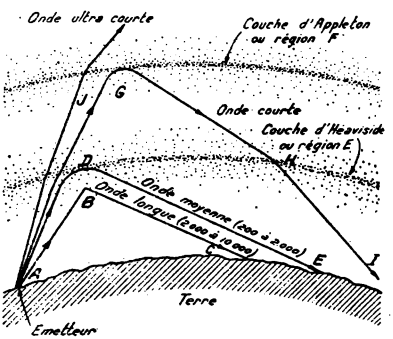


Fig. 14.

(de l'ordre de 30 000 m) jusqu'aux ondes les plus courtes (de l'ordre de 1 m).

Les ondes longues, projetées dans toutes les directions, atteignent la première couche ionisée. Nous avons expliqué qu'elles pénètrent progressivement dans des régions de plus en plus ionisées. Mais on admet que pour les ondes longues, la variation est assez brusque pour qu'il y ait *réflexion* (trajectoire ABC de la figure 14).

S'il s'agit d'une onde moyenne, il y aura pénétration dans la couche et par conséquent, *réfraction.* Il va sans dire que les deux effets peuvent coexister.

A mesure qu'on entrera davantage dans le domaine des *petites ondes,* le rayon hertzien pénétrera davantage dans la couche E pour y rencontrer des régions assez fortement ionisées capables de provoquer le renvoi du rayon vers le sol (trajectoire A, D, E).

Toutefois, pour une certaine fréquence, il n'y aura plus retour vers le sol. Ce sera précisément *la fréquence critique.*

Pour des ondes plus courtes, le rayon hertzien traversera la couche ionisée E, puis *atteindra la région F, dans laquelle la densité d'ionisation est beaucoup plus élevée.* Il trouvera, par conséquent, des conditions permettant sa réfraction et son renvoi vers le sol (trajectoire A, G, H, I).

Enfin, quand nous arriverons dans la zone des ondes ultra-courtes la densité d'ionisation de la couche F sera insuffisante pour assurer le renvoi vers la terre. Cela nous permet de comprendre pourquoi les ondes ultra-courtes ne peuvent se prêter, en général, aux transmissions à grande distance.

Nous pouvons aussi comprendre pourquoi les phénomènes de propagation sont si variables. Ils dépendent de l'ionisation dont les causes sont elles-mêmes très variables, ainsi que nous le verrons plus loin.

La théorie permet aussi d'expliquer pourquoi les résultats obtenus sur différentes longueurs d'ondes peuvent être très différents.

41. Variations saisonnières. — Nous donnons, figure 15, la courbe de variation saisonnière de l'ionisation des régions E et F (d'après Appleton).

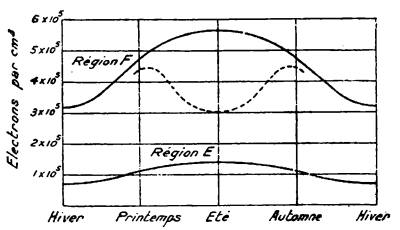


Fig. 15.

On remarque immédiatement que les variations de la région E sont relativement faibles, ce qui correspond bien aux résultats expérimentaux. Si les auditions sont meilleures en hiver, c'est surtout parce que les conditions de nuit arrivent plus tôt, et parce que les parasites atmosphériques sont pratiquement inexistants. Ces deux causes sont donc indépendantes de l'ionisation.

Par contre les variations de la région F sont considérables. Le maximum d'ionisation arrive *théoriquement* au milieu de l'été (courbe en trait plein). Toutefois, la courbe observée est notoirement différente (courbe pointillée). On attribue cet effet à la dilatation des couches supérieures de l'atmosphère sous l'influence de la chaleur. Cette dilatation diminue, évidemment,

le nombre de molécules par centimètre cube et, en conséquence, le nombre d'électrons libres qui mesure précisément l'ionisation.

Dans certains cas, la densité d'ionisation de la région E, peut, en été, atteindre une valeur suffisante pour réfracter efficacement les ondes courtes. On observe alors précisément ces réceptions anormalement bonnes, que nous avons signalées plus haut.

42. Explication des phénomènes d'évanouissement. — Les théories précédentes permettent d'expliquer les phénomènes d'évanouissement de plusieurs manières. On peut s'étonner de trouver plusieurs explications différentes pour un même fait mais, dans le cas présent, il est probable que ces explications sont toutes bonnes car il y a certainement plusieurs catégories dans les phénomènes d'évanouissement.

43. Faible distance (fig. 16). — L'émetteur est situé en A et le récepteur en C. A ce dernier endroit parviennent des rayons hertziens

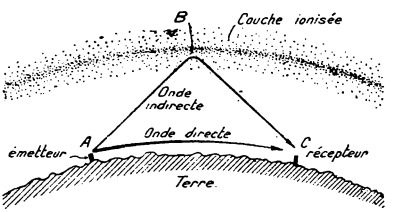


Fig. 16.

directs, c'est-à-dire qui ont voyagé le long du sol et, aussi, des rayons indirects (A B C) qui ont été renvoyés par la couche ionisée. Il est évident que ces rayons, issus de la même source, ont parcouru des trajets de longueur différente. Ils présentent donc une différence de phase. Dans ces conditions, suivant que les rayons incidents seront en phase ou en opposition de phase, il y aura renforcement ou, au contraire, diminution d'intensité pouvant aller jusqu'à la disparition.

Or, il y a des variations de phase continuelles dues à des variations de hauteur de la couche ou des variations dans la densité d'ionisation.

C'est ce type de fading qui se produit sans doute quand le récepteur est à la distance critique. C'est pourquoi les phénomènes de fading sont particulièrement intenses dans cette région.

44. A distance un peu plus grande (fig. 17). — A plus grande distance le rayon hertzien direct n'arrive pratiquement plus. Or, dans la journée, l'ionisation est insuffisante pour amener le renvoi du rayon

vers le sol. Les auditions diurnes sont donc nulles. Quand l'ionisation est suffisante, on reçoit l'onde indirecte au point C. Celle-ci est relativement moins affaiblie parce qu'elle a voyagé dans des régions presque vides et, dans tous les cas, où les obstacles sont totalement absents. Il est visible que la réception en C est assurée par les phénomènes qui se passent au voisinage du point B. Si une perturbation quelconque se produit en B, il y aura une variation d'intensité, d'où : évanouissement. On conçoit que, d'une manière générale, l'amplitude des phénomènes puisse être plus réduite que dans le cas précédent.

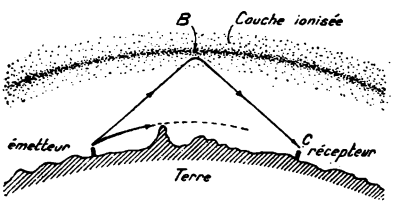


Fig. 17.

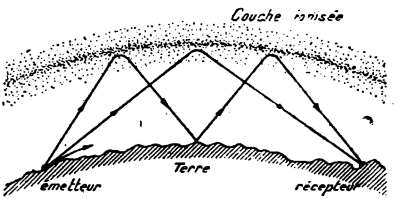


Fig. 18.

45. A très grande distance (fig. 18). — A très grande distance (fig. 18) les rayons hertziens peuvent arriver après avoir subi toute une série de réflexions entre la terre (qui est un conducteur) et la couche ionisée. Le collecteur d'onde captera donc des rayonnements en assez grand nombre présentant *divers écarts de phase.* Mais, dans ces conditions, on peut montrer [1] que si les variations de phase sont continuelles et n'obéissent à aucune loi, tout se passe comme si les amplitudes s'additionnaient arithmétiquement.

Cela permet d'expliquer qu'à très grande distance, les phénomènes d'évanouissement sont, en général, très peu marqués. On vérifiera sans peine cette observation en écoutant les émissions américaines sur *petites ondes.*

On peut aussi expliquer de la sorte l'existence fréquemment observée d'une seconde zone critique. C'est évidemment celle où arrivent simultanément les rayons hertziens ayant subi une ou deux réflexions successives (cas de la fig. 18).

46. Zones de silence. Explication des anomalies de propagation des ondes courtes (fig. 14). — Un émetteur d'ondes courtes est situé en A et son radiateur d'ondes envoie des rayons hertziens dans toutes les directions. Certains rayons presque verticaux, comme A J, traverseront la région E dans laquelle l'ionisation est trop faible pour avoir sur eux

1. Voir un exemple semblable dans le T. I, page 278, n° 277.

une action notable. Ils atteindront la région E au point D mais l'angle d'incidence (angle entre le rayon et la normale à la surface) est trop faible pour que la réfraction suffise à ramener le rayon vers le sol. Il y a simplement déviation et le rayon va se perdre dans l'espace.

Un rayon aura l'incidence critique, quand après son entrée dans la couche ionisée, il sera réfracté dans une direction parallèle à la couche.

Enfin, pour une incidence un peu plus grande, comme A G le rayon sort de la couche ionisée et retrouve le sol terrestre au point I. *Mais il est évident que le point I peut être situé à plusieurs centaines de kilomètres du point A.*

Autour du point A, s'étend le rayonnement direct, mais le rayon de la zone couverte ne dépasse pratiquement pas quelques dizaines de kilomètres. Cette étendue dépend de la puissance de l'émetteur et de la longueur d'onde. Plus le rayonnement a une fréquence élevée et plus il est rapidement absorbé.

On observera donc que la réception est impossible dans toute une zone annulaire. C'est la *zone de silence.*

La distance A I est appelée *Skip Distance* par les Américains.

Nous avons déjà exposé que l'indice de réfraction dépend non seulement de la densité d'ionisation, mais encore de la fréquence. Aussi doit-on naturellement observer que l'étendue de la zone de silence dépend de la longueur d'onde utilisée.

Enfin, la densité d'ionisation dépend, ainsi que nous le verrons, de la hauteur du soleil au-dessus de l'horizon.

47. Expérience d'optique (fig. 19). — Une expérience d'optique, extrêmement simple à réaliser, permet de reproduire à une échelle minuscule les divers cas de la figure 14.

On utilise pour cela une cuve en verre que l'on emplira d'eau.

Le « rayon » sera issu, par exemple, d'une lampe de poche à foyer réglable (torche) qui permet d'obtenir un faisceau lumineux assez mince. Si l'eau de la cuve est très légèrement trouble on y verra parfaitement le trajet lumineux bleuté par suite de phénomènes de diffusion [1]. En utilisant une incidence comme en A B C on observera une première réfiaction à l'entrée en B, puis un trajet rectiligne B C, puis une seconde réfraction en C, dans la direction D (parallèle, d'ailleurs à AB). Au point C se produit également une réflexion vers D.

Quand l'incidence est faible presque toute l'énergie lumineuse est réfractée.

1. C'est ce même phénomène qui nous fait voir la teinte bleue du ciel.

En utilisant une incidence un peu plus grande, comme en E F G H, on voit nettement que la proportion de lumière réfléchie vers H′ augmente notablement.

Enfin, en utilisant une incidence limite de 48°5 il y a *réflexion totale.*

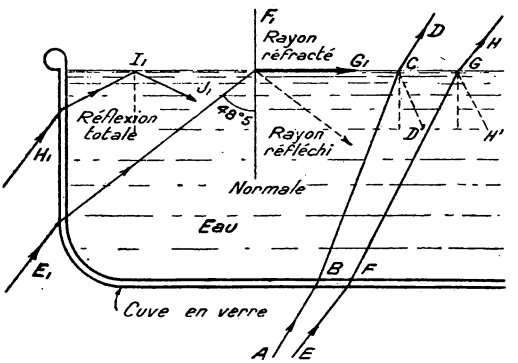


Fig. 19.

Il faut entendre par là que la direction du rayon réfracté est *rasante,* elle est, en G_1, parallèle à la surface du liquide. Pour atteindre cette limite, il faut « attaquer » la masse liquide non plus à travers la paroi horizontale de la cuve, mais à travers la paroi verticale.

Si nous augmentons l'incidence, comme en H_1 I_1 J_1, *il n'y a plus du tout de rayon réfracté, toute la lumière est réfléchie.*

Donnons maintenant, à l'expérience, une autre forme peut-être plus

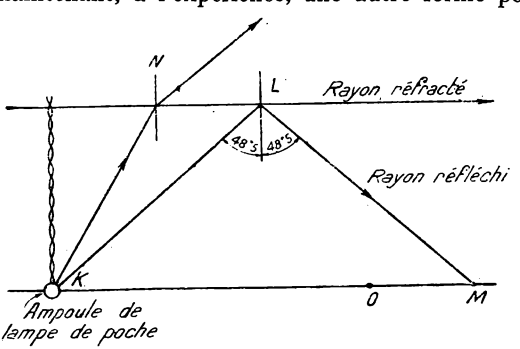


Fig. 20.

éloquente, bien que moins instructive (fig. 20). Plaçons au fond de la cuve une petite ampoule de lampe de poche, alimentée par un moyen quelconque. (Après avoir pris naturellement les précautions d'isolement

nécessaires. On peut aussi placer l'ampoule dans un tube à essais.)

Cette petite ampoule : c'est l'émetteur. Autour d'elle, nous observerons que le fond du bassin est éclairé d'une manière qui décroît avec la distance. *Mais à une certaine distance M apparaît une zone circulaire nettement plus éclairée.* Avant M, au point O, par exemple, nous étions dans la *zone de silence,* et seuls les rayons directs issus de K pouvaient nous parvenir. L'énergie lumineuse comprise dans l'angle K L M était en grande partie réfractée.

Nous reproduisons ainsi très exactement les observations faites au sujet de la propagation des ondes courtes. Dans ce dernier cas, il n'y a pas réflexion mais réfraction totale, bien que certains auteurs aient soutenu le contraire. Il est d'ailleurs probable que les deux effets coexistent ainsi que le montrent certaines expériences précises que nous citerons plus loin.

L'angle limite dépend de la fréquence de la radiation.

Il est évident que la distance K M dépend de la hauteur d'eau c'est-à-dire de l'altitude de la couche ionisée. On s'en rendra facilement compte en diminuant ou en augmentant la hauteur d'eau dans la cuve.

48. Effet Luxembourg. — Le passage d'un rayon hertzien dans une couche ionisée est accompagné d'une certaine absorption d'énergie. Celle-ci apparaît finalement sous forme de chaleur. Mais il n'est pas indifférent de chercher à définir par quel mécanisme ce résultat est obtenu. Il est probable que les électrons placés dans le champ hertzien puissant — qui a une composante électrique — sont l'objet d'une vibration sur place. Les chocs entre électrons et molécules déterminent une augmentation de l'agitation moléculaire, *c'est-à-dire un échauffement.*

Mais, ces mêmes électrons libres peuvent être l'agent de réfraction *d'un autre rayonnement.* Pour expliquer l'effet Luxembourg, il suffit que la loi de déplacement des électrons libres ne *soit pas linéaire.* Pour les déplacements d'amplitude assez grande, il en est très probablement ainsi, ce qui permet de comprendre pourquoi :

a) L'effet Luxembourg ne se produit que lorsque le milieu de la ligne entre émetteur et récepteur est situé au voisinage de l'émetteur brouilleur. Il est en effet évident que la région où s'opère la réfraction est, en général, située à mi-distance entre émetteur et récepteur (point B de la fig. 16).

b) Il ne se produit que pour des stations très puissantes (Luxembourg, Radio-Paris; Athlone, Moscou, etc...).

c) Il ne se produit que pour des catégories voisines de rayonnement, c'est-à-dire qui se réfractent dans les mêmes régions.

49. Vérifications expérimentales. — L'accord entre les théories et les explications précédentes est suffisamment parfait pour que l'existence des couches ionisées puisse être admise sans autre preuve. Néanmoins, il est intéressant de pouvoir ajouter des vérifications supplémentaires et, surtout, de pouvoir mesurer certaines caractéristiques des phénomènes observés.

50. Méthode de Breit et Tuve (fig. 21 *a* et *b*). — C'est dans ce but qu'a été imaginée la méthode des « tops » ou *méthode de Breit et Tuve.* Un émetteur est situé en A. Il est disposé de telle sorte qu'il soit possible de transmettre des signaux extrêmement brefs, d'une durée de 1 /10 000 de seconde, par exemple.

Le récepteur B est situé au voisinage même de l'émetteur ou, tout au

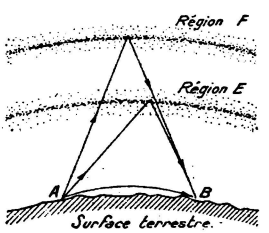


Fig. 21 *a.*

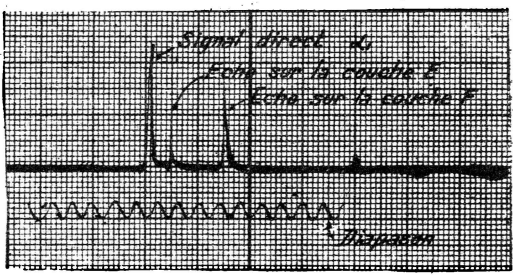


Fig. 21 *b.*

moins, à une distance A B que l'on connaît. Il reçoit le signal direct et les signaux renvoyés par les couches ionisées (fig. 21 *a*). Dans l'enregistrement correspondant (fig. 21 *b*), on observe la réception du signal direct puis un premier écho relativement faible sur la couche E, enfin, un second écho, beaucoup plus intense, correspondant à la couche F. Il arrive assez fréquemment que plusieurs échos peuvent être perçus pour une même région.

On peut voir là un fait en contradiction avec ce que nous écrivions plus haut puisque nous indiquions que la composante réfléchie est très faible dans la zone de silence. Cette faiblesse serait dans la majorité des cas, trop grande pour assurer une liaison utile. Elle est suffisante pour le but proposé. D'autre part, il s'agit bien là, en général, d'une réflexion (comme dans le cas de l'expérience fig. 20) et non pas d'une réfraction.

Les signaux directs et réfléchis sont enregistrés par un oscillographe en même temps que les oscillations d'un diapason. On peut donc d'un simple coup d'œil évaluer le temps qui sépare le signal de son écho. On en déduit *la hauteur équivalente* de la couche ionisée (fig. 21 *b*).

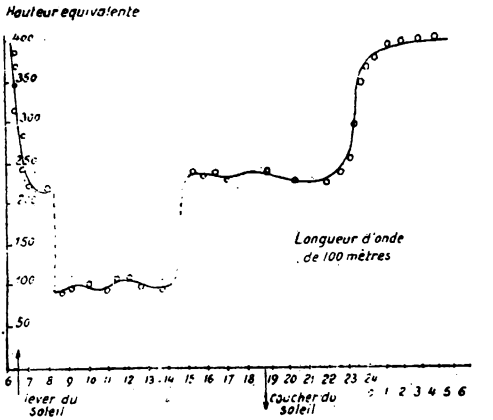
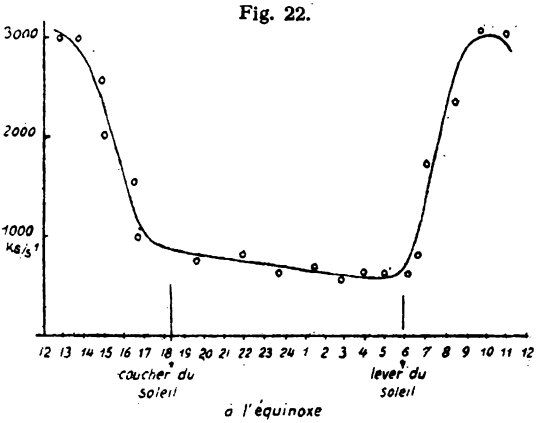


Fig. 22.



à l'équinoxe

Fig. 23.

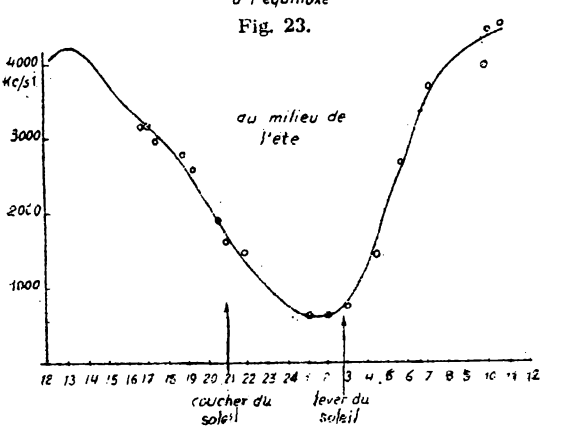


Fig. 24.

En faisant varier la longueur d'onde, on observe que la hauteur équivalente varie lentement et régulièrement, ce qui semble bien montrer que les différentes fréquences ne sont pas réfléchies par les mêmes régions de la couche.

Pour la *fréquence critique*, il y a une brusque discontinuité de la courbe, correspondant à une brusque variation de hauteur équivalente. On en déduit que les signaux cessent de se réfléchir dans la région considérée pour atteindre brusquement une autre région.

La connaissance de cette fréquence critique permet de connaître la densité d'ionisation.

Un exemple de détermination est donné dans la figure 22. La hauteur équivalente de la région E était de l'ordre de 100 kilomètres.

A 14 heures, la brusque discontinuité montre que l'onde de 100 mètres est allée se réfléchir dans la région F, située à environ 250 kilomètres. Enfin, vers minuit, un nouveau changement se produit brusquement.

Au cours d'une journée, on peut suivre les variations de la fréquence critique, ou ce qui revient au même, de la densité d'ionisation. Nous donnons figures 23 et 24 des résultats relatifs à deux moments différents de l'année (équinoxe et milieu de l'été).

51. Méthode d'Appleton. — La méthode d'Appleton diffère peu, en principe, de la précédente. On utilise encore un émetteur et un récepteur peu éloignés. L'émetteur ne transmet pas des signaux très brefs mais un signal dont la fréquence varie suivant une loi régulière. Dans ces conditions, il est évident que les composantes directes et réfléchies reçues en B auront des fréquences légèrement différentes. La fréquence *des battements* [1] ainsi produits renseignera sur la hauteur équivalente.

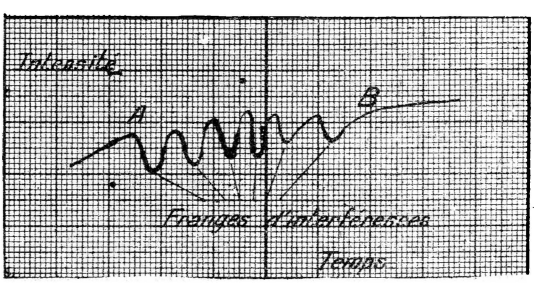


Fig. 25.

1. Voir Tome I, n° 282, page 285.

Comme dans la méthode précédente, on observera une brusque discontinuité au moment du passage par la fréquence critique.

Nous donnons figure 25 un exemple des résultats donnés par cette méthode.

De la connaissance du temps passé entre le point A et le point B, on pourra déduire la variation de longueur d'onde et, par conséquent, après avoir déterminé le nombre de battements (six dans le cas de la figure), on peut en déduire le retard de l'onde réfractée.

Cette méthode tend à être abandonnée. Elle ne donne pas des mesures aussi directes que la précédente.

Il existe aux Etats-Unis des installations qui utilisent systématiquement et régulièrement la méthode des « tops » pour l'exploration de *l'ionosphère.*

52. Les causes d'ionisation. — L'observation journalière suffit à montrer qu'une relation certaine existe entre l'activité solaire et la propagation. En effet, les variations d'ionisation moyennes suivent parfaitement la marche du soleil au-dessus de l'horizon avec, toutefois, un léger décalage dans le temps, dû sans doute au fait que les rayons solaires baignent la haute atmosphère bien avant et bien après son lever et son coucher.

On peut donc admettre que l'ionisation est sans doute causée en grande partie par l'ultra-violet solaire. Notons, en passant, que la surface de la terre ne reçoit qu'une infime partie de cet ultra-violet, la plus grande partie étant absorbée par l'atmosphère.

Certains physiciens ont retenu, parmi les causes d'ionisation, l'arrivée de nuages d'ions et d'électrons issus directement du soleil. Mais ces particules électrisées voyagent à une vitesse considérablement plus faible que celle de la lumière. Ils atteignent la terre après avoir suivi des trajectoires extraordinairement compliquées.

Si l'on a pu montrer l'influence certaine de ces nuages cosmiques dans la formation *des aurores boréales,* il n'en est pas de même pour les phénomènes de propagation.

Il est néanmoins certain que ces phénomènes jouent un rôle mais il semble bien qu'il s'agisse d'un effet accessoire.

On constatera par exemple que la réception des ondes courtes est particulièrement mauvaise quand il y a un *orage magnétique.*

De même, une relation certaine existe entre l'apparition de taches solaires et la propagation du rayonnement.

53. Explication des échos retardés. — On peut dire qu'à l'heure actuelle, le mystère des échos retardés, c'est-à-dire qui parviennent au

récepteur plusieurs secondes après le signal normal, n'est pas entièrement élucidé.

Deux hypothèses restent en présence. Celle du *Professeur Karl Störmer* d'après laquelle les échos retardés seraient dus à une réflexion des signaux sur les nuages d'électrons arrivant du soleil, nuages dont il fut question dans le paragraphe précédent.

Cette hypothèse soulève de graves difficultés. Il faudrait admettre, dans certains cas, que les nuages réfléchissants sont situés *au delà de l'orbite de la Lune.* Il faudrait donc que les rayons hertziens puissent traverser les couches ionisées à l'aller et au retour et, ensuite, qu'ils soient capables de faire un aussi long voyage sans atténuation notable.

L'autre hypothèse est due au Dr. van der Pol. D'après ce dernier, on peut montrer qu'un rayon se propageant dans un milieu dont la fréquence critique est voisine de sa fréquence propre peut avoir une « vitesse de groupe »[1] extrêmement réduite. Le signal voyageant, dans ce cas spécial, avec une vitesse très inférieure à celle de la lumière.

APPENDICE DU CHAPITRE II

I. — Étude mathématique de la réfraction ionique.

Dans les chapitres précédents, nous avons admis qu'un rayon hertzien qui pénètre dans un milieu ionisé est dévié de la même manière qu'un rayon lumineux qui pénètre dans un milieu de refringence différente.

En optique, on appelle *angle d'incidence* l'angle que fait le rayon incident avec la

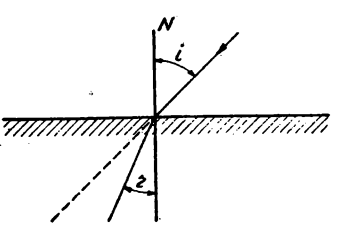


Fig. 26.

perpendiculaire à la surface au point d'incidence (angle i, fig. 26). *L'angle de réfraction*

démontre que l'on a toujours :

$$\sin i = n \sin r$$

ou encore $n = \dfrac{\sin i}{\sin r}$ c'est-à-dire que le rapport des sinus des deux angles est cons

1. Voir appendice, page 63.

tant et égal à *l'indice de réfraction* d'une des substances par rapport à l'autre. Les Adices de réfraction par rapport au vide sont les *indices de réfraction absolus.*

On peut montrer que l'indice de réfraction relatif à deux milieux est égal au rapport des vitesses de propagation dans ces milieux.

Pour étudier l'influence du nuage de particules électrisées sur la rayon hertzien, il sera particulièrement commode de chercher comment le phénomène affecte la vitesse. Si K' est l'indice de réfraction du milieu ionisé on aura, par rapport au vide absolu :

$K' = \frac{c}{v}$, v étant la vitesse de propagation dans le milieu et c la vitesse de propagation dans le vide.

Un calcul qu'il est inutile de reproduire ici conduit à l'expression suivante :

$$K' = \sqrt{1 + \frac{Ne^2}{\pi m (F_p^2 - F_r^2)}}.$$

dans laquelle :

N = nombre d'électrons libres par centimètres cubes.
e = charge de l'électron.
m = masse de l'électron.
F_p = la fréquence moyenne propre des particules électrisées.
F_r = fréquence du rayonnement.

Si le milieu ionisé était constitué par des *ions*, la formule serait encore valable à condition de remplacer les constantes de l'électron (e, m, F_p) par celles des ions. On admet, en général, que l'effet des ions est négligeable par rapport à celui des électrons.

Cette intéressante formule rend parfaitement compte des résultats observés.

Dans le cas particulier où $F_p = F_r$, il y a une discontinuité.

Quand F_r est plus petit que F_p l'indice de réfraction est obligatoirement positif et plus grand que 1. Il y a donc abaissement du rayon vers le sol et son retour est possible.

Pour des fréquences F_r beaucoup plus petites que F_p on peut négliger F_r dans la formule et, en conséquence, en déduire que l'indice de réfraction est constant. Toutes les fréquences se comporteront de la même manière. En d'autres termes, on peut admettre que tout se passe comme *si les ondes longues étaient réfléchies.*

Pour des fréquences supérieures à la fréquence critique, l'indice de réfraction est plus petit que 1; c'est-à-dire que le rayon réfracté au lieu d'être ramené vers la terre en est, au contraire, écarté. Mais il est douteux que, dans ces conditions, la formule puisse encore être appliquée.

Vitesse de phase. Vitesse de groupe. — Mais dans le cas des grandes ondes, la vitesse de propagation dans le milieu considéré devient plus grande que c, d'après la formule :

$$K' = \frac{c}{v}.$$

N'y a-t-il point là une contradiction avec la théorie d'Einstein qui admet, en principe absolu, qu'aucune vitesse ne peut dépasser celle de la lumière?

Cette contradiction n'est qu'apparente. Les considérations d'Einstein s'appliquent à des particules ou à des moyens de communication (signaux).

La vitesse de propagation déduite de la formule précédente est *la vitesse de phase.* C'est celle qui existe dans le milieu, quand l'onde se propage d'une manière régulière *depuis un certain temps.*

Mais ce n'est nullement la vitesse avec laquelle se propage un signal quelconque. Les phénomènes qui correspondent à la période d'établissement du phénomène sont beaucoup plus lents. Leur vitesse de propagation est désignée par *vitesse de groupe. Elle est toujours inférieure à c, vitesse de la lumière.*

Note sur les émetteurs synchronisés. — Pour utiliser au mieux les longueurs d'ondes allouées par les conférences internationales, plusieurs pays d'Europe et, en particulier l'Angleterre, ont été amenés à placer plusieurs émetteurs puissants sur la même longueur d'onde. Mais il est alors nécessaire que ces longueurs d'ondes soient rigoureusement les mêmes. Il faut que toute variation accidentelle de fréquence de l'un des émetteurs soit suivie par une variation égale des autres ou, encore, que les sources de fréquence de tous les émetteurs soient communes. A grande distance, l'écoute de ces émetteurs révèle des anomalies parfois assez curieuses. Des périodes relativement longues de stabilité sont suivies par des périodes de perturbations intenses : bruit, parasites, battements, etc... On peut s'expliquer le phénomène en songeant que les rayons hertziens provenant de régions différentes — présentent des différences de marche ou de phase qui sont cause des interférences observées.

Note sur le classement des ondes hertziennes d'après le rang décimal de leur longueur d'onde.

Une classification simple s'est établie de la façon suivante :

— *Ondes kilométriques :* au-dessus de 1 000 m de longueur d'onde (fréquences inférieures à 300 kHz).
— *Ondes hectométriques :* de 100 à 1 000 m de longueur d'onde (de 300 kHz à 3 MHz).
— *Ondes décamétriques :* de 10 à 100 m de longueur d'onde (de 3 MHz à 30 MHz).
— *Ondes métriques :* de 1 à 10 mètres de longueur d'onde (de 30 MHz à 300 MHz).
— *Ondes décimétriques :* de 0,1 à 1 m de longueur d'onde (de 300 à 3 000 MHz).
— *Ondes centimétriques :* de 1 cm à 1 dm de longueur d'onde (de 30 000 à 3 000 MHz) (= hyperfréquences = UHF).

CHAPITRE III

Théorie de la production du rayonnement.

54. Généralités. — Le moyen le plus simple et le plus généralement employé pour produire du rayonnement hertzien, est de passer par l'intermédiaire *des courants de haute fréquence.*

C'est la méthode qui fut utilisée par Hertz dans ses fameuses expériences et c'est encore la méthode employée aujourd'hui dans toutes les stations émettrices.

Dans l'esprit de bien des techniciens, *rayonnement* et *courant de haute fréquence* sont devenus synonymes. Pourtant, cette manière de voir n'est guère admissible et la chose apparaît comme évidente pour peu qu'on veuille bien y réfléchir.

Le courant de haute fréquence n'est pas du rayonnement; pas plus qu'un courant téléphonique n'est une vibration sonore. Pour passer d'un état à l'autre, il faut utiliser un transformateur d'énergie qui est, dans le premier cas, *un radiateur d'ondes* ou *antenne d'émission*, et, dans le second cas, *un haut-parleur.*

Un circuit électrique peut être le siège d'un courant de haute fréquence très intense sans qu'il y ait trace de rayonnement.

Il est donc intéressant de chercher à comprendre comment on peut passer d'une forme de l'énergie à la forme rayonnée.

L'étude mathématique de la question a été entreprise par *Maxwell* qui en a donné une solution absolument complète. Les travaux de Maxwell sont encore aujourd'hui les bases de l'étude théorique du rayonnement, sous les réserves faites dans le premier chapitre de cet ouvrage. Il faut, en particulier, considérer les champs de Maxwell non pas comme des réalités physiques se propageant dans un milieu (Ether) mais *comme des vecteurs.*

Il faut se garder de vouloir construire un modèle réel de rayonnement d'après les équations de Maxwell. Cela ne pourrait avoir aucun sens. C'est pourtant dans cette erreur qu'on tombe en traçant, comme dans la figure 27, les « composantes » du rayonnement comme deux *champs*

électrique et *magnétique orthogonaux* de même fréquence et en assimilant cette image à celle du rayonnement.

Il est facile de faire ressortir l'absurdité de cette conception. Tout d'abord, d'après les lois de Coulomb, l'intensité de chacun des champs doit décroître *comme le carré* de la distance; alors que l'intensité de la composante rayonnée dans le vide absolu, décroît comme la distance.

D'autre part, en superposant expérimentalement un champ magnétique et un champ électrique, on n'obtient pas de rayonnement. La force magnétique, comme la force électrique sont deux manifestations absolument indépendantes et qui n'ont aucune réaction mutuelle.

Il faut donc considérer les champs de Maxwell comme deux aspects particuliers du rayonnement, aussi différents du rayonnement lui-même

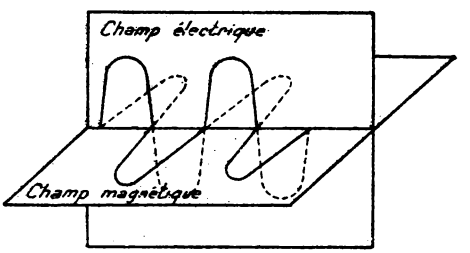


Fig. 27.

qu'un dessin construit à deux dimensions est différent d'un modèle à trois dimensions.

Nous le répétons : il ne faut pas essayer de construire un modèle de rayonnement comme nous avons construit, dans le tome I, un modèle de courant électrique. Néanmoins, il n'est pas interdit de chercher à comprendre comment l'énergie peut passer de la forme électrique, à la forme rayonnée. Nous avons signalé plus haut que le rayonnement était de l'énergie *détachée de son support de matière*. Il s'agit d'expliquer comment un tel détachement peut se produire.

55. Transformation du courant en rayonnement (fig. 28). — Imaginons qu'un électron, primitivement au repos, se mette à se mouvoir. En d'autres termes, le conducteur qui le guide est le siège *d'un courant électrique*. Le résultat, que nous avons étudié en détail dans le premier tome de cet ouvrage, c'est qu'un *champ magnétique* va se développer tout autour du conducteur.

On a cru longtemps que *ce champ magnétique* envahissait brusquement

tout l'espace. Or on sait, depuis *Einstein*, qu'il ne peut pas y avoir d'action instantanée. Tous les phénomènes pouvant servir de signaux, quels qu'ils soient, se propagent avec une vitesse finie dont le maximum possible est, précisément c, la vitesse de la lumière. Le champ magnétique, comme le champ électrique, comme le champ de gravitation, se propage, dans le vide avec cette même vitesse c.

En conséquence, le champ magnétique, envahira donc de proche en proche tout espace. Il apparaîtra au point P avant d'apparaître au point P'.

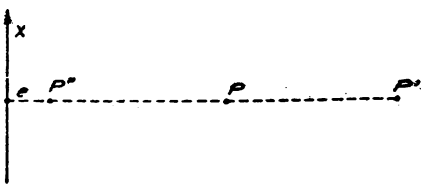


Fig. 28.

Quand nous aurons atteint un régime stationnaire, le champ au point P, comme au point P' sera constant et ne dépendra que de la vitesse de l'électron et de la distance d qui sépare le point considéré du conducteur.

D'une manière plus précise, la valeur de ce champ sera donnée par

$$H = \frac{e}{d^2}\frac{v}{c}.$$

Nous avons aussi montré dans le tome I qu'un champ magnétique représente *une certaine énergie.*

$$W = \frac{\mu H^2}{8\pi} \text{ ergs par cm}^3$$

μ étant la perméabilité du milieu considéré. C'est-à-dire que, dans l'air, on aurait tout simplement :

$$\frac{H^2}{8\pi} \text{ ergs par cm}^3.$$

Nous avons également montré que cette énergie était fournie par la force électromotrice de la source, pendant la période d'établissement du courant, en luttant contre la force contre-électromotrice de self-induction.

Au moment où le courant cesse de circuler, le champ magnétique disparaît mais, *en temps normal*, l'énergie totale qu'il représente apparaît sous forme

d'un extra-courant ou d'une tension de self-induction. C'est ainsi que, lorsqu'on coupe un circuit ayant un coefficient de self-induction important, on voit apparaître une étincelle de rupture.

On peut imaginer assez facilement le phénomène de la self-induction, au moment de la coupure du courant. Les *lignes de force* (lignes imaginaires) se replient progressivement autour de *e* et, en balayant le conducteur, alimentent la tension de self-induction. Les manifestations seront d'autant plus frappantes que l'énergie cmmagasinée dans le champ magnétique apparaîtra en un temps plus réduit.

Mais supposons que le mouvement de l'électron puisse être *brusquement arrêté*. Que deviendrait l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique? Il lui serait alors impossible de se manifester dans le circuit puisque nous supposons que l'électron est immobilisé. Cet artifice nous permet, en quelque sorte, de détacher *complètement l'énergie du champ magnétique de son support matériel. Elle apparaît alors sous forme de rayonnement.*

Lorsque nous coupons brusquement un circuit électrique nous faisons apparaître une étincelle de rupture mais, en même temps, nous créons *une onde électromagnétique.* L'expérience nous apprend que la simple rupture d'un circuit d'éclairage au voisinage d'un récepteur de T. S. F. produit un bruit perturbateur. Plus la rupture est brusque et plus la composante rayonnée est relativement importante.

Cela s'explique. Si la rupture est relativement lente, la période de cessation du courant dure assez longtemps, grâce à l'étincelle de rupture, pour que la plus grande partie des lignes de force puisse revenir actionner l'électron avant qu'il ne soit contraint à l'arrêt absolu. Ainsi le champ magnétique correspondant au point P aura le temps de revenir en *e*, alors que celui de P′ pourra rester dans l'espace. L'avantage d'un arrêt brutal nous apparaît ainsi beaucoup mieux car l'intensité du champ magnétique est inversement proportionnelle au carré de la distance.

56. Utilisation de courants de haute fréquence. — Reprenons notre supposition précédente : un électron est au repos dans un conducteur. Pour produire une composante rayonnée aussi intense que possible, il faut :

1) Communiquer à l'électron, *le plus rapidement possible*, une vitesse aussi élevée que possible, ce qui ressort clairement de l'expression du champ magnétique :

$$H = \frac{e}{d^2}\,\frac{v}{c}.$$

En effet, plus v sera grand et plus H sera grand, c'est-à-dire que cha-

que centimètre cube de l'espace environnant aura emmagasiné une plus grande quantité d'énergie.

Puisque l'électron est supposé parti d'une vitesse nulle, on traduira ce qui précède sous une autre forme en disant qu'il faut communiquer à l'électron une *accélération positive* aussi grande que possible.

2) Après quoi, il faut l'arrêter dans le minimum de temps c'est-à-dire lui communiquer une *accélération négative* aussi élevée que possible en valeur absolue.

Dès que l'électron sera arrêté, la composante rayonnée sera lancée dans l'espace. Les conditions seront les mêmes qu'au début et tout pourra recommencer.

Pour obtenir du rayonnement d'une manière continuelle, nous serons donc amené à lancer notre électron, à l'arrêter, puis à recommencer. Le résultat sera exactement le même si, au lieu de faire progresser l'électron toujours dans le même sens, nous le lançons *alternativement dans un sens, puis dans l'autre.*

Mais lorsque les électrons d'un conducteur partent alternativement dans un sens, puis dans l'autre, en conservant toujours la même position moyenne, nous avons convenu de dire, dans le tome I, *que le conducteur est le siège d'un courant alternatif.* Pour obtenir du rayonnement, il faut créer du courant alternatif.

57. Influence de la fréquence. — L'intensité de courant dans un conducteur représente la quantité d'électricité, c'est-à-dire, *le nombre d'électrons* qui traverse une section en une seconde. On conçoit, d'après cela que, dans le conducteur de la figure 28, cette intensité sera proportionnelle à l'amplitude du déplacement de notre électron supposé unique. Comme il s'agit de courant alternatif nous serons amené à considérer l'amplitude maximum de l'oscillation (correspondant à l'intensité maximum).

Il est clair que, pour une même amplitude, les accélérations transmises à l'électron seront d'autant plus importantes que la fréquence sera plus grande. L'accélération est, en effet, l'accroissement de vitesse dans l'unité de temps.

Nous avons montré plus haut que la composante rayonnée devenait plus importante quand on augmentait l'accélération communiquée à l'électron. Il est donc certain que le rayonnement sera plus facile à mettre en évidence si l'on utilise des courants de haute fréquence.

Avec un courant de fréquence relativement faible, le rayonnement sera imperceptible au point P″, parce que l'énergie du champ magnétique pourra, en quelque sorte, réintégrer le circuit. Si la fréquence est

assez grande, l'énergie au point P' restera dans l'espace, c'est-à-dire apparaîtra sous la forme rayonnée.

Il découle des raisonnements précédents que la fréquence du rayonnement est nécessairement égale à celle du courant qui lui a donné naissance. Comme le rayonnement se propage dans l'espace, on peut lui faire correspondre les notions de longueur d'onde, *mais en tenant compte expressément des réserves formulées dans le premier chapitre.*

Les mêmes raisonnements nous fournissent ce résultat tout à fait inattendu que la composante rayonnée doit être négligeable au voisinage même du conducteur (au point P", par exemple). C'est *bien ce qu'on peut observer expérimentalement.* En réalité, au voisinage d'une antenne d'émission les phénomènes observés dans les circuits récepteurs sont dus à l'induction et non pas au rayonnement.

Il est relativement facile de faire la différence expérimentale entre le rayonnement et l'induction. Dans ce dernier cas, *le champ inducteur* est un véritable prolongement du circuit inducteur. Quand nous agissons d'une manière quelconque sur ce champ nous faisons apparaître une réaction inévitable dans le circuit inducteur. Ainsi, toute variation de l'intensité secondaire d'un transformateur se traduit par une variation correspondante de l'intensité primaire.

Au contraire, même si toute l'énergie rayonnée par un émetteur pouvait être recueillie par un seul récepteur — ce qui n'est pas impossible avec les ondes ultra-courtes dirigées — il n'y aurait aucune réaction entre cette énergie absorbée et l'intensité de courant à haute fréquence dans l'antenne. Cette remarque permet de mieux comprendre ce qu'il faut entendre quand nous écrivons que l'énergie rayonnée est *détachée* de la matière.

Mais on est alors en droit de se demander où s'arrête l'induction et où commence le rayonnement. Ca passe insensiblement d'un phénomène à l'autre, toutefois, on peut montrer que la composante rayonnée devient nettement prépondérante *à partir d'une distance égale à la longueur d'onde.*

Nous pouvons ainsi nous expliquer pourquoi le rayonnement produit par les courants industriels 50 Hz est pratiquement nul. En effet, la ongueur d'onde correspondante est, en centimètres :

$$\lambda = \frac{V}{f} \text{ ou } \frac{3 \times 10^{10}}{50} \text{ ou, enfin } 6 \times 10^{8} \text{ cm}$$

c'est-à-dire 6 000 000 de mètres ou 6 000 kilomètres. Ce qui veut dire que, pour observer la composante rayonnée, par exemple, par une ligne de transport de force, il faudrait placer les appareils récepteurs à 6 000 ki-

lomètres. De plus le rayonnement ne pourrait être produit que par l'intermédiaire d'un radiateur d'ondes dont les dimensions seraient de même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Il y a donc impossibilité.

Si Hertz a pu, dans ses célèbres expériences, mettre en évidence la composante rayonnée, au voisinage même de l'émetteur, c'est parce que, d'après leurs constantes, les circuits qu'il utilisait produisaient des rayonnements *dont la longueur d'onde était de quelques centimètres seulement.*

Si le hasard avait voulu qu'il se servît de circuits rayonnant des ondes de quelques dizaines de mètres, il n'aurait mis en évidence qu'une induction entre deux circuits, ce qui n'aurait nullement constitué une découverte.

Certains auteurs expliquent le rayonnement en comparant émetteur et récepteur au primaire et au secondaire d'un transformateur. Il est utile de souligner que cette assimilation ne correspond nullement à la réalité.

58. Influence du radiateur d'onde. — Pour que le rayonnement soit intense à grande distance il faut que les effets produits par les électrons qui circulent dans chacun des éléments du conducteur s'ajoutent. Par exemple, ce résultat ne serait pas obtenu par la disposition figure 29 *a*.

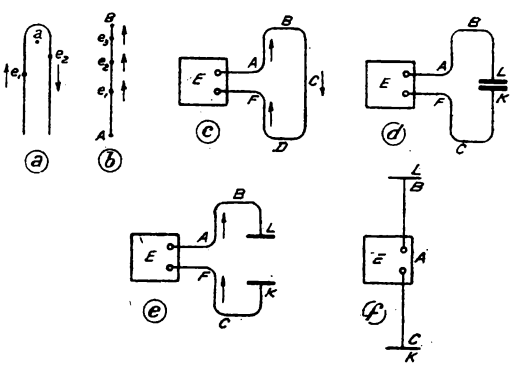


Fig. 29.

Le champ magnétique produit en un point par l'électron e_1, serait en opposition avec le champ produit par e_2, si bien que le rayonnement pourrait être négligeable. D'autre part, d'une manière générale, le rayonnement en un point *a* sera encore négligeable puisque la distance entre ce point et les conducteurs est inférieure à la longueur d'onde.

59. Antenne demi-onde. — L'idéal serait évidemment de réaliser un radiateur d'onde dans lequel tous les électrons circulent dans une même direction. Ce serait un simple fil vertical, analogue à la figure 29 *b*. Mais, à première vue, une telle réalisation est impossible car il semble qu'au cours du fonctionnement les électrons voisins de l'extrémité B comme e_3 devraient être projetés dans l'espace, alors qu'en A, il faudrait admettre que des électrons d'une origine quelconque devraient pénétrer dans le conducteur.

L'emploi d'un *circuit ouvert* permet de tourner cette difficulté.

Soit le schéma général de l'installation figure 29 *c*. Il s'agit de supprimer les brins comme AB et FD dont l'action vient contrarier celle du brin rayonnant BD.

Sans rien changer au fonctionnement général, nous pouvons intercaler un condensateur LK. L'ensemble du circuit peut même être déterminé pour être en résonance avec l'émetteur E, ce qui correspond au maximum d'intensité du courant, donc au maximum de rayonnement.

Nous pouvons (29 *e*) écarter les armatures LK sans modifier les conditions de fonctionnement, car nous compenserons la diminution de capacité résultant de l'écartement, par une augmentation de la surface de L et K. *Dans l'intervalle LK, il n'y a pas de courant.*

A la limite, nous placerons L et K à l'extrémité des deux conducteurs et nous aurons précisément réalisé le cas de la figure 29 *b*. Nous aurons ainsi réalisé un *dipole* ou une *antenne en doublet.*

En agissant convenablement sur la longueur des brins AB et FC on peut même pratiquement supprimer les plaques K et L, car il existe une certaine capacité répartie tout le long des conducteurs.

Un tel système est dit une antenne *demi-onde.* L'intensité de courant n'est pas constante tout le long du conducteur. Elle est maximum en AF

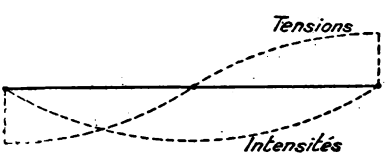


Fig. 30.

— ce qui constitue un *ventre d'intensité ;* elle est nulle aux extrémités B et C — où il y a un *nœud d'intensité.* Il résulte de cette observation que les électrons sont immobiles aux extrémités et ne quittent pas le conducteur.

La répartition des intensités est indiquée figure 30. Ce graphique permet de comprendre pourquoi l'antenne est nommée *demi-onde :* la distance

entre les deux extrémités est égale à la demi-longueur d'onde. Ainsi, pour rayonner une longueur d'onde de 20 mètres, il faut prévoir deux brins de 5 mètres.

On peut aussi imaginer d'autres répartitions des intensités.

Il faut et il suffit :

1° Qu'il y ait un ventre d'intensité à l'endroit où est connecté l'émetteur;

2° Que les deux extrémités correspondent à des nœuds d'intensités.

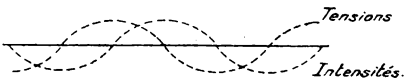


Fig. 31.

Nous donnons figure 31, la distribution des intensités dans le cas d'accord sur l'harmonique III.

On peut comparer le mode de fonctionnement d'une antenne demi-onde, avec celui d'un tuyau sonore ouvert.

Le radiateur d'ondes peut être disposé horizontalement ou verticalement.

60. Antenne quart d'onde. — Puisqu'on peut comparer l'antenne précédente à un tuyau sonore ouvert, on peut se demander s'il n'existe pas un modèle de radiateur d'onde comparable à un *tuyau fermé.*

Au lieu de relier la borne F à un second brin rayonnant, on peut tout simplement la connecter à la terre qui est, par définition, le potentiel zéro. Tout se passe comme si le brin rayonnant unique AB était réfléchi à la surface du sol et, à une certaine distance, l'effet est exactement le

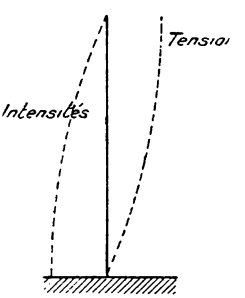


Fig. 32.

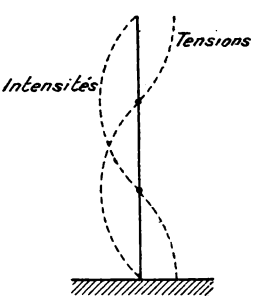


Fig. 33.

même. Il faudra nécessairement que F soit un nœud de potentiel. On obtiendra donc la distribution indiquée figure 32 — ce qui permet de comprendre pourquoi ce type d'aérien est nommé « *antenne quart d'onde* ».

Des réglages sur harmoniques sont également possibles (fig. 33).

On peut remplacer la connexion à la terre par une liaison avec une masse

métallique présentant une surface importante. L'antenne fonctionne alors avec *contrepoids*. C'est le cas des émetteurs d'avions ou d'automobiles.

61. Excitation des antennes. Couplage. — Pour introduire l'énergie dans l'antenne, il faut évidemment prévoir un moyen de couplage quelconque avec le générateur à haute fréquence. On arrive à ce résultat en intercalant une bobine de couplage, placée en un ventre d'intensité.

En conséquence, la bobine de couplage sera intercalée à la base de l'antenne dans le cas d'une antenne *quart d'onde* (fig. 34 *a*). Elle sera, au contraire, placée au milieu du radiateur s'il s'agit d'une antenne *demi-onde*.

On peut *accorder* une antenne d'une forme quelconque sur une longueur d'onde donnée. On peut, à cet effet, introduire des condensateurs ou des

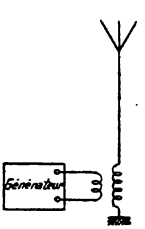


Fig. 34 *a*.

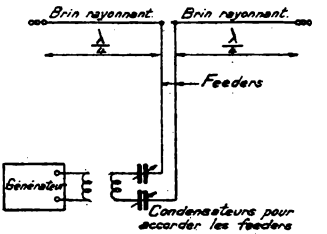


Fig. 34 *b*.

bobines de self-induction en série. Dans le premier cas on diminue la longueur d'onde propre, dans le second, on l'augmente.

On est parfois amené à placer le radiateur d'onde loin du générateur de courants de haute fréquence. Dans ce cas, la connexion a lieu à l'aide de *feeders*. Il s'agit de conducteurs spécialement conçus pour ne pas rayonner d'énergie. On arrive à ce résultat de différentes manières : par exemple, un des conducteurs est placé dans l'axe d'un cylindre relié à la terre (câbles coaxiaux). On peut aussi utiliser deux fils parallèles dont la distance est négligeable par rapport à la longueur d'onde et dont les intensités de courant sont en opposition de phase. Les rayonnements produits sont ainsi annulés. C'est le moyen utilisé pour alimenter les antennes en doublet. Il faut encore *accorder* les feeders de telle sorte qu'un ventre d'intensité se produise au point d'alimentation.

On arrive à ce résultat à l'aide de bobines de self-induction et de condensateurs variables (fig. 34 *b*).

62. Hauteur effective (fig. 35). — Imaginons (fig. 35) un poste émetteur réduit à sa plus simple expression. Un générateur de courants

alternatifs de haute fréquence débite dans une antenne quart d'onde. Cette dernière transforme l'énergie électrique en rayonnement de haute fréquence, exactement comme un tuyau sonore transforme en son l'énergie développée par la soufflerie.

Mais dans quelle proportion l'énergie produite sera-t-elle transformée en rayonnement? Nous avons montré plus haut (paragraphe n° 57) que, suivant la forme du radiateur d'onde il pouvait y avoir une composante rayonnée plus ou moins importante. Ainsi, nous pouvons prévoir que la forme de l'antenne doit jouer un rôle important. C'est pour cette raison

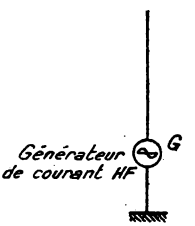


Fig. 35.

qu'on introduit la notion *de hauteur effective* ou *hauteur de rayonnement* d'une antenne, qu'il ne faut pas confondre avec sa hauteur au-dessus du sol.

Dans le cas simple d'une antenne verticale de hauteur h vibrant en quart d'onde, la hauteur de rayonnement h_r est donnée par :

$$h_r = \frac{2h}{\pi}.$$

Si la longueur d'onde est très grande par rapport à h on a simplement :

$$h_r = \frac{h}{2}.$$

Enfin, pour une antenne comportant une nappe horizontale très importante, par rapport à sa hauteur :

$$h_r = h.$$

Il ne s'agit là que de résultats approchés. Le seul moyen de déterminer avec précision la hauteur h_r est de la mesurer par des méthodes appropriées (voir Mesny, *Radio-électricité Générale.* Tome I, pages 250 et suivantes).

63. Rendement d'une antenne émettrice. — Le générateur G (fig. 35) fournit une certaine puissance. Comment cette énergie est-elle utilisée? Nous savons déjà que cette puissance n'est pas entièrement

rayonnée. Il y a évidemment une fraction de puissance perdue par effet Joule dans les conducteurs, une partie perdue par les courants de Foucault, par hystérésis diélectrique, etc... en un mot dans toutes les pertes du système antenne-terre. La fraction qui reste est précisément celle qui nous intéresse. C'est celle qui a été convertie en rayonnement.

Si W_t représente la puissance électrique totale fournie par le générateur, et si W_r est la puissance rayonnée, on appellera *rendement de l'antenne*, le rapport :

$$\frac{W_r}{W_t}.$$

64. Résistance de rayonnement. — Mais si W_p est la puissance correspondant aux pertes diverses du système antenne-terre, on aura évidemment :

$$W_r = W_t - W_p.$$

On peut admettre que les pertes entières sont causées par l'équivalent d'une résistance R_p et l'on écrira :

$$W_p = I_r^2 \times R_p.$$

En procédant de même pour l'énergie rayonnée, on sera amené à définir une certaine quantité R_r mesurée en ohms, qui est la *résistance de rayonnement* de l'antenne considérée et l'on aura finalement, pour exprimer le rendement de l'antenne :

$$\frac{R_r}{R_t} \quad \text{ou encore} \quad \frac{R_r}{R_p + R_r}.$$

Une antenne d'émission sera d'autant meilleure que les pertes seront plus petites et que la résistance de rayonnement sera plus grande.

La résistance de rayonnement est, comme on peut le supposer, déterminée par *la hauteur de rayonnement.*

On peut montrer que, dans le cas d'une antenne peu élevée par rapport à la longueur d'onde rayonnée, on a approximativement :

$$R_r = 160\ \pi^2 \left(\frac{h_r}{\lambda}\right)^2.$$

Cette formule ne donne que des résultats approchés. Il est impossible de calculer avec précision la résistance d'une antenne.

65. Constantes pratiques des antennes quart d'onde. — La formule précédente a, toutefois, l'avantage de montrer que la résistance de rayonnement des antennes pour les grandes longueurs d'onde est

toujours faible, puisque h_r demeure petit par rapport à λ. On peut en déduire que le rendement des antennes pour les plus grandes longueurs d'ondes demeure toujours faible.

Ainsi, par exemple, la résistance de rayonnement de *Bordeaux-Lafayette* n'était que de 0,13 ohm. Celle de la gigantesque antenne de Sainte-Assise était de 0,19 ohm. Dans ce dernier cas, le chiffre total des pertes et de R_r était de l'ordre de 0,55 ohm, ce qui conduisait à un rendement *tout à fait exceptionnel* de 35 %. Encore faut-il dire que l'antenne possédait un ensemble formidable de pylônes de 250 mètres de hauteur. Dans la majorité des cas, le rendement des antennes grandes ondes ne dépassait guère 10 %.

Sur ondes moyennes (600 m) on peut, sans difficulté, construire des antennes dont la résistance de rayonnement est de 2 ou 3 ohms.

Enfin, sur ondes courtes, une résistance de rayonnement de 40 à 50 ohms n'est pas exceptionnelle. Dans ces conditions comme les pertes peuvent être rendues presque négligeables, on peut atteindre des rendements de l'ordre de 90 %.

C'est encore un facteur intéressant à mettre à l'actif des ondes courtes.

66. Cas d'une antenne isolée du sol. — Les considérations précédentes sont spécialement applicables aux antennes dont une des extrémités est directement reliée au sol. Elles ne peuvent donc pas s'appliquer au cas d'une antenne d'avion, par exemple.

Le calcul théorique est, dans ce cas, encore plus inexact que dans le cas précédent.

On admet que l'influence du sol ne devient négligeable que dans le cas où la hauteur de l'antenne au-dessus du sol est au moins égale à une demi-longueur d'onde.

Il est intéressant de noter que la résistance de rayonnement et, par conséquent, le rendement de l'antenne sont notoirement plus élevés.

67. Antennes diverses. Antennes dirigées. — Il serait fastidieux de passer en revue toutes les formes d'antennes. On peut réaliser des antennes en nappes verticales, des antennes prismatiques, des antennes en L, des antennes en T, des antennes en parapluie, etc...

Sur les ondes courtes, il est possible de réaliser des antennes qui projettent l'énergie rayonnée dans une ou plusieurs directions privilégiées.

Considérons, par exemple, un alignement d'antennes verticales, distantes d'une demi-longueur d'onde (fig. 36). L'énergie rayonnée sera concentrée dans une direction perpendiculaire à la direction de l'ali-

gnement. La concentration sera d'autant meilleure que la longueur de l'alignement sera plus grande.

Si, maintenant, on dispose derrière cet ensemble un second alignement semblable à une distance égale à un quart de longueur d'onde on obtient une antenne unidirectionnelle. Le second alignement joue exactement le rôle d'un écran ou d'un réflecteur. Il faut noter que les antennes du

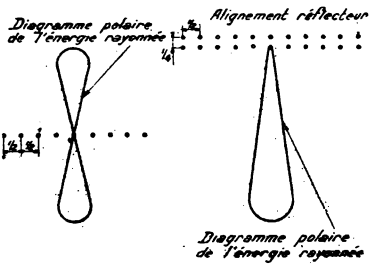


Fig. 36. Fig. 37.

réflecteur sont excitées par induction. Elles ne sont pas reliées au générateur de courant à haute fréquence (fig. 37).

Pour que l'effet directif soit aussi parfait que possible, il est nécessaire que les différentes antennes de l'alignement rayonnant soient alimentées parfaitement *en phase*. Cette condition peut soulever des difficultés pratiques importantes.

Il n'en est pas de même avec les nappes d'antenne du type *Chireix-Mesny*.

Le radiateur d'onde est constitué par un fil replié en dents de scie, à angle droit, et dont les différents éléments sont égaux à une demi-longueur d'onde. En alimentant l'antenne au point *e*, on montre que les courants dans les différents brins se comportent comme si l'on était en présence de l'alignement figure 36.

En superposant deux éléments semblables (fig. 38) les courants dans

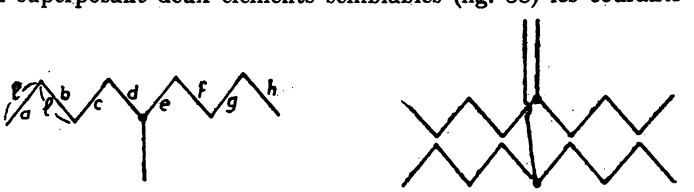


Fig. 38.

les conducteurs d'alimentation sont à chaque instant en opposition de phase et ne rayonnent aucune énergie.

Enfin, un dispositif semblable placé à l'arrière constitue un **réflecteur** et concentre toute l'énergie rayonnée dans une seule direction (**Fig. 38**).

On sait construire aujourd'hui des antennes directrices très simples et très efficaces. Elles sont tout simplement constituées par un conducteur horizontal en forme de *losange* alimenté d'une manière convenable.

APPENDICE DU CHAPITRE III

I. — Hauteur de rayonnement d'une antenne

(d'après Mesny — page 250, tome I).

On considère une antenne *verticale* de hauteur h. I est l'intensité de courant en un point quelconque M et I_o l'intensité au ventre de courant — c'est-à-dire, généralement, à la base de l'antenne.

Soit dz un élément de la longueur du brin rayonnant au point. La hauteur de rayonnement est la longueur h_r définie par :

$$I_o h_r = \int_o^h I dz.$$

Cette expression sert de base à la définition suivante : *La hauteur de rayonnement d'une antenne est la longueur d'une autre antenne verticale qui serait parcourue sur toute sa hauteur par un courant d'intensité égale à l'intensité qui existe au ventre de la première et qui produirait la même intensité de champ rayonnée que la première, à la surface du sol.*

CHAPITRE III *bis*

Couplage et alimentation des antennes

68-1. Généralités. — Dans le chapitre précédent nous avons reconnu qu'une antenne constituait, en fait, un *circuit oscillant ouvert.* Le radiateur d'onde correspond à une longueur d'onde propre qui est déterminée par les trois éléments fondamentaux :

a) coefficient de self-induction ;
b) capacité ;
c) résistance.

Dans un circuit oscillant du type fermé, ces propriétés sont généralement localisées. C'est ainsi que le coefficient de self-induction est surtout présent dans un bobinage et que la capacité est due à l'existence réelle d'un condensateur. Dans un radiateur demi-onde, par exemple, on ne voit nulle part de bobinage, nulle part de condensateur mais ces deux propriétés sont réparties régulièrement tout le long du conducteur.

Il y a une correspondance immédiate entre les dimensions géométriques de l'antenne et sa longueur d'onde propre.

Un *doublet* ou *dipole* dont chaque brin mesure 2,5 m est à très peu de chose près automatiquement accordé sur 10 m s'il est placé dans l'air. En pratique, si le fil qui le constitue demeure très petit on peut introduire un coefficient de réduction d'environ 0,95. Ainsi, la longueur réelle des brins serait, au total, de 9,50 m si l'antenne était isolée.

Mais en réalité il faut introduire au centre un dispositif permettant le couplage de l'antenne avec les circuits de l'émetteur. Cet élément est susceptible d'introduire un nouveau changement.

Nous examinerons ici le cas de l'*aérien émetteur* ou *radiateur d'ondes.* Or, *l'antenne réceptrice* ou *collecteur d'ondes* se comportera exactement de la même manière.

Dans un cas, comme dans l'autre, le schéma équivalent peut se représenter comme nous l'avons fait sur la figure 39-1.

68-2. Impédance d'une antenne. — On peut établir théoriquement et vérifier pratiquement que la résistance de rayonnement R (fig. 39-1)

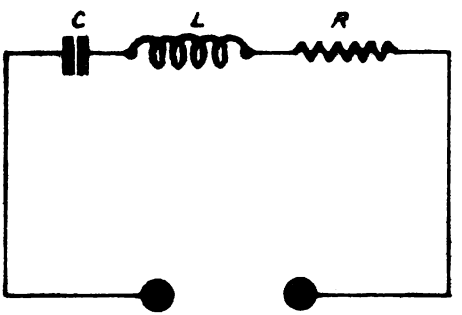


Fig. 39-1

d'une antenne demi-onde est de 73 ohms environ. En pratique, pour plus de commodité, on admet 75 ohms. Mais il suffit de considérer la figure 1 pour comprendre que cette valeur ne peut correspondre qu'à une seule fréquence ; celle pour laquelle les réactances de capacité et de self-induction se compensent exactement c'est-à-dire la *résonance.*

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

En dehors de cette fréquence privilégiée, l'antenne se comporte comme une impédance, c'est-à-dire un circuit réactif. Il est d'autant plus important de considérer les choses sous cet angle qu'en pratique aucune transmission ne peut être faite sur une fréquence unique. Nous reconnaîtrons plus loin que, dès qu'on introduit une modulation quelconque : télégraphique, téléphonique, télévision, impulsions, etc., la transmission occupe nécessairement une *certaine largeur de bande.*

68-3. Radiateur d'onde et collecteur d'onde. — L'antenne d'émission ou radiateur d'onde est un *transformateur* qui convertit de l'énergie électrique, représentée par des courants de haute fréquence en rayonnement électromagnétique.

Le phénomène est parfaitement réversible. Il faut entendre par là que, placée dans un champ de rayonnement, la même antenne transforme

l'énergie rayonnée en courants électriques à haute fréquence.

Une telle observation est générale en matière d'électricité. La même machine peut être dynamo-électrique c'est-à-dire génératrice, ou moteur, c'est-à-dire réceptrice. L'écouteur téléphonique peut produire des sons quand on lui fournit des courants téléphoniques, il fournit des courants téléphoniques quand sa membrane est mise en vibration par des sons.

Cette observation, faite à propos des antennes, permet de comprendre que le problème de la liaison de l'antenne avec les circuits de l'émetteur ou du récepteur, c'est-à-dire le « couplage » admet les mêmes solutions.

68-4. Le couplage de l'antenne. — L'émetteur peut être assimilé à un certain générateur de courant continu G, présentant, comme tout générateur réel, une certaine résistance intérieure R_i.

Il s'agit de déterminer dans quelle condition le générateur G fournira une puissance maximum au circuit d'utilisation représenté par R_u. Dans le cas présent R_u représente la résistance de rayonnement du radiateur d'onde.

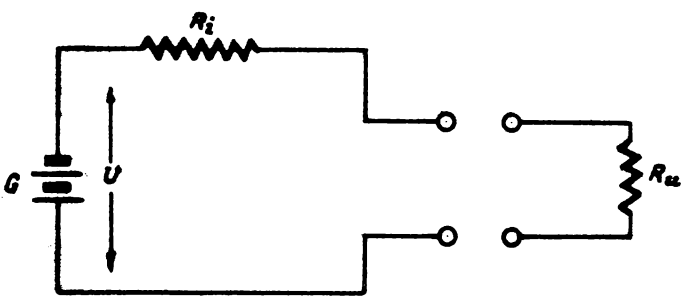


Fig. 39-2

Il est facile de comprendre *a priori* qu'il doit exister une valeur optimum pour R_u. En effet :

a) *Si R_u est nulle*, c'est-à-dire, si le générateur est mis en court-circuit, aucune puissance n'est transmise à l'utilisation. Toute la puissance fournie par G est perdue dans la résistance intérieure ;

b) *Si R_u est infiniment grande*, la puissance est encore nulle, puisque le générateur ne peut fournir aucune intensité de courant dans un circuit de résistance infinie.

Pour toute valeur de R_u différente de O ou de l'infini, la puissance transmise correspond à une valeur déterminée puisque son expression est :

$$W = R_u \times \frac{U^2}{(R_i + R_u)^2}$$

Un calcul très simple nous montrerait que le maximum de cette expression se produit précisément pour :

$$R_i = R_u$$

Dans ce cas la puissance produite par le générateur se partage également entre la résistance intérieure R_i et la résistance extérieure d'utilisation R_u.

Le rendement est alors égal à 50 %.

Quand la condition $R_u = R_i$ est réalisée, on dit qu'il y a *adaptation* entre la résistance du générateur et celle du circuit d'utilisation.

Ces résultats peuvent se transposer dans le domaine des courants alternatifs en remplaçant la notion de *résistance* par celle *d'impédance.*

Dans l'exemple choisi plus haut d'une antenne demi-onde dont la résistance de rayonnement est de 75 ohms, il faut donc utiliser un émetteur dont les circuits de sortie ont une résistance ou impédance interne de 75 ohms.

Toutefois il n'est pas toujours possible de réaliser cette condition.

68-5. Transformateur d'adaptation. — Dans le cas ou l'impédance de l'émetteur ou du générateur Z_g est différente de l'impédance d'utilisation Z_u, on peut néanmoins réaliser l'adaptation parfaite en couplant

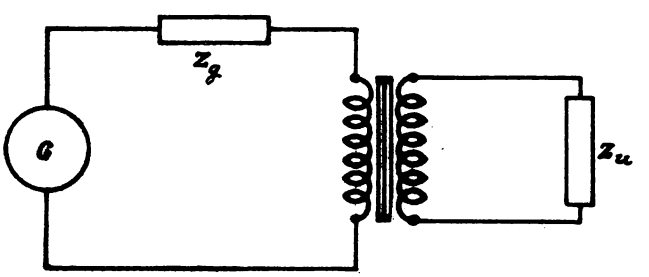


Fig. 39-3

les deux éléments au moyen d'un transformateur dit d'*adaptation* dont le rapport est déterminé par la relation simple :

$$n = \sqrt{\frac{Z_u}{Z_g}} \qquad (1)$$

On voit ainsi qu'il s'agit d'un transformateur abaisseur si l'impédance Z_u est inférieure à l'impédance interne du générateur. Dans le cas contraire, le transformateur sera élévateur.

Il faut noter que ce procédé est absolument général : nous le retrouverons plus loin quand il s'agira d'adapter un haut-parleur à un étage amplificateur de puissance.

La formule précédente permet de calculer n quand on connaît Z_u et Z_g. Réciproquement, si l'on couple une impédance Z_u au moyen d'un transformateur de rapport n, l'impédance qui apparaît entre les extrémités de l'enroulement primaire est donnée par :

$$\boxed{Z_g = n^2 Z_u} \qquad (2)$$

68-6. Transport d'énergie à distance. — Entre l'émetteur proprement dit et le radiateur d'onde, il y a généralement une certaine distance. Il faut donc transporter l'énergie produite jusqu'au lieu d'utilisation. On sait que, dans ces conditions, il y a lieu de tenir compte des pertes dans la ligne de transport.

Quand il s'agit de courant continu ou de courants alternatifs à fréquence industrielle, les pertes sont principalement produites par la *résistance* de la ligne R_L (fig. 39-4). Celle-ci introduit une chute de tension

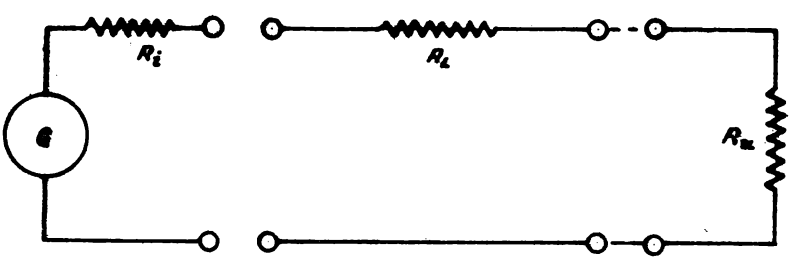


Fig. 39-4

qui est proportionnelle à l'intensité. Le principal avantage des courants alternatifs, c'est qu'on peut réduire facilement l'intensité en relevant la tension au moyen d'un transformateur statique dont le rendement dépasse 95 %.

Dans le cas que nous étudions il s'agit de courants *à haute fréquence* — ce qui change complètement la situation. Il faut, en effet tenir compte de l'*inductance* ($L\omega$) et de la *capacitance* $\left(\frac{1}{C\omega}\right)$ de la ligne.

La difficulté doit, d'ailleurs, se mesurer en fonction de la fréquence — ou — ce qui est ici plus commode, en fonction de la longueur d'onde.

Il s'agit, par exemple, de transporter des courants dont la fréquence est de 200 mégahertz ($\lambda = 1{,}5$ m) à une distance de 30 mètres. L'éloignement représente exactement 20 longueurs d'ondes. La difficulté sera la même s'il s'agit de transporter des courants de fréquence 200 kilohertz ($\lambda = 1\,500$ m) à une distance de 30 kilomètres. Enfin, le même problème se posera s'il s'agit de transporter des courants de fréquence 20 000 mégahertz (1,5 cm) à une distance de 30 centimètres...

68-7. Comportement des lignes en haute fréquence. — Considérons une ligne constituée par deux conducteurs parfaitement parallèles, et dont le diamètre est régulier (fig. 39-5 *a*).

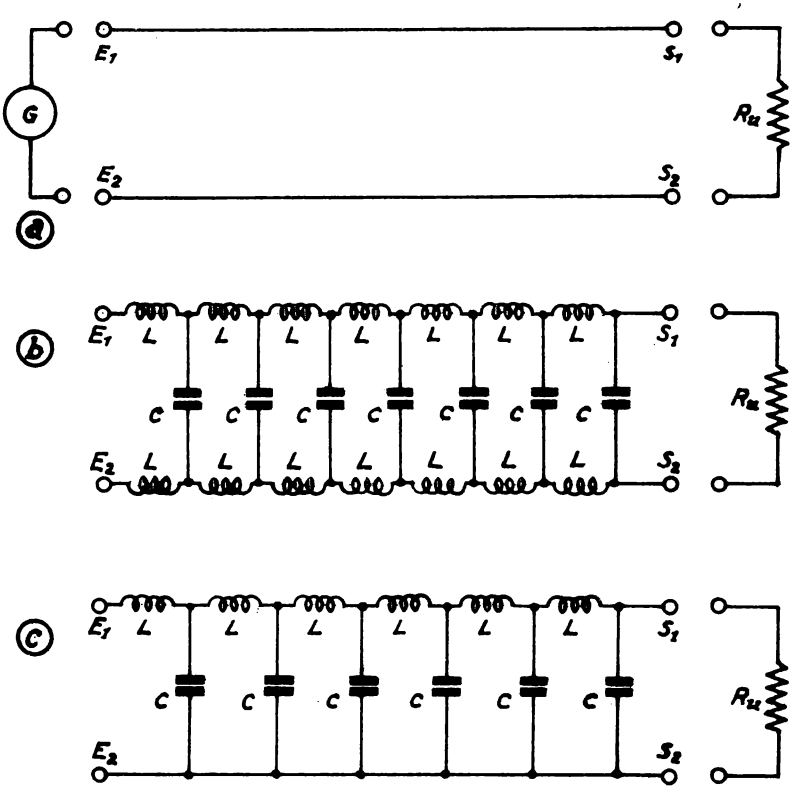


Fig. 39-5 .

Admettons que la résistance ohmique soit négligeable. Chaque section infiniment petite de la ligne présente un certain coefficient de self-induction L et une certaine capacité C. On peut donc la représenter comme nous l'avons fait figure 39-5 *b*. En remarquant que, dans chaque section les deux composantes d'inductance sont en série, nous pouvons représenter la ligne comme sur la figure 39-5 *c*. On notera simplement que dans les deux représentations la grandeur de L n'est pas la même. Mais cela n'a aucune importance puisque cette valeur n'a pas été précisée.

68-8. Etude d'un élément de ligne. — Le schéma équivalent de la figure 39-5 nous indique que la ligne se comporte comme une suite d'éléments identiques placés en série. Étudions le comportement en haute fréquence d'un seul élément : le dernier, qui a été représenté sur la figure 39-6 *a*.

On pourrait, certes, faire directement l'étude de ce groupement d'éléments LCR_u. Le branchement est mixte puisque R_u et C sont en parallèle alors que L est en série avec l'ensemble.

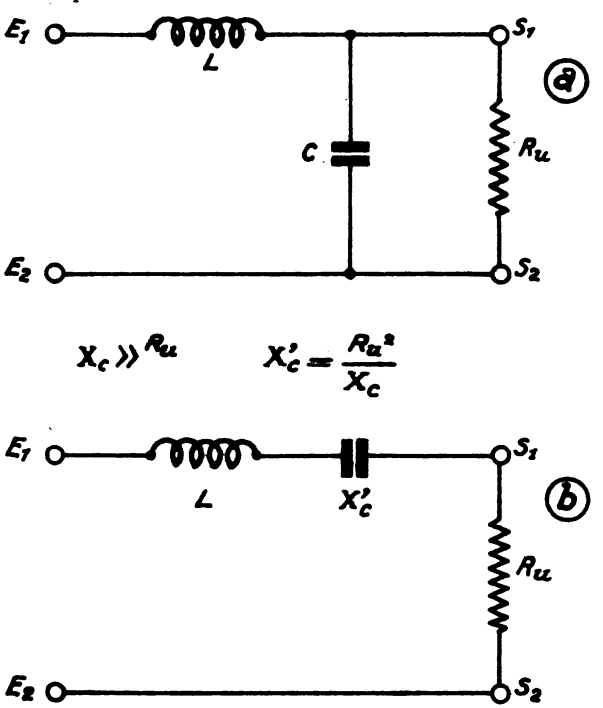


Fig. 39-6

Grâce à l'application d'un théorème, démontré par le Français THÉVENIN — et qui porte son nom — on peut remplacer l'ensemble (fig. 39-6 *a*) par une autre combinaison dans laquelle *tous les éléments sont branchés en série* et qui se comporte exactement de la même manière. Si, dans le cas présent, on admet que la réactance de C est très grande par rapport à la résistance d'utilisation R_u il faut simplement remplacer C par une autre capacité C' dont la réactance est de :

$$\frac{R_u^2}{X_c}$$

expression dans laquelle X_c représente la réactance de capacité du condensateur C, à la fréquence qui nous intéresse, c'est-à-dire :

$$X_c = \frac{1}{C\omega}$$

Sous la forme donnée maintenant au schéma (fig. 39-6 *a*) on reconnaît immédiatement un circuit accordé en série. Il en résulte qu'à la résonance, la réactance de capacité annulera exactement la réactance de self-induction.

Dans ces conditions on aura donc :

$$\frac{R^2_u}{X_c} = L\omega$$

c'est-à-dire :

$$R^2_u = L\omega \times X_c$$

Ou, en remplaçant X_c par sa valeur :

$$R^2_u = L\omega \times \frac{1}{C\omega}$$

La pulsation ω disparaît ainsi, et l'on a :

$$R^2_u = \frac{L}{C}$$

ou

$$\boxed{R_u = \sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Nous avons considéré seulement le dernier élément du câble. Rien n'aurait été chargé s'il s'était agi de plusieurs éléments puisque la capacitance et l'inductance sont évidemment proportionnelles à la longueur et que la grandeur que nous venons de définir *ne dépend que du rapport* L/C. Elle ne dépend pas non plus de la fréquence puisque le terme « ω » a été éliminé au cours du calcul. Elle est homogène à une résistance. On la désigne sous le nom *d'impédance caractéristique de la ligne* et nous la représenterons par le symbole R_0.

Elle dépend évidemment, en pratique, du diamètre et de l'écartement des deux conducteurs qui constituent la ligne. C'est pour cette raison que nous avons précisé plus haut que la ligne était constituée par deux conducteurs *parfaitement parallèles* et d'un diamètre régulier.

68-9. Ligne fermée sur son impédance caractéristique. — Considérons maintenant le cas ou la valeur de la résistance d'utilisation R_u est précisément égale à $R_0 = \sqrt{L/C}$.

En d'autres termes, les bornes de sortie (fig. 39-7) S_1 et S_2 sont reliées à une résistance R_u qui a cette valeur.

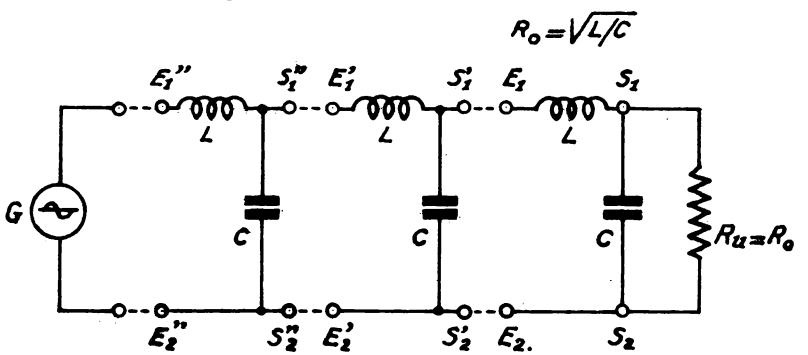


Fig. 39-7

D'après la figure 39-6 *b* il y a exactement compensation entre la réactance de self-induction et la réactance de capacité. Comme la résistance ohmique est négligeable, nous obtenons le même résultat que si R_u avait été connectée entre E_1 et E_2. Tout se passe alors comme si nous avions directement connecté R_u en cet endroit. On peut ainsi, de proche en proche, *remonter jusqu'à l'entrée de la ligne.*

On peut donc en déduire cette conséquence fort importante qu'une ligne sans perte se comporte comme une résistance nulle, à condition qu'elle soit fermée sur une résistance égale à son impédance caractéristique R_0.

On dit encore que, dans ce cas, la *ligne est parfaitement adaptée.*

Pour le générateur qui serait connecté à l'entrée (fig. 39-8) la ligne se présente exactement comme s'il s'agissait d'une résistance pure de valeur égale à R_u.

Cette propriété demeure, *dans une certaine mesure*, valable quelle que soit la fréquence. C'est particulièrement intéressant pour la transmission d'énergie à haute fréquence occupant une certaine bande de fréquences (émission en modulation de fréquence, télévision, radar, etc.).

Toutefois, on ne perdra pas de vue que ce résultat a été obtenu au prix d'une simplification. Il faut, en effet, admettre que la réactance de capacité est très grande par rapport à l'impédance de charge R_u. Ainsi, pour des fréquences très grandes, ou pour des valeurs notablement élevées de la capacité par unité de longueur (C) on pourra noter un certain nombre de modifications. Il en est de même si la résistance ohmique de la ligne n'est pas négligeable.

68-10. Propagation le long de la ligne. — Considérons maintenant la figure 39-8. Un générateur de courant alternatif de résistance intérieure $R_i = R_u$ est connecté à une ligne dont l'impédance caractéristique $R_0 = \sqrt{L/C}$ est précisément égale à $R_i = R_u$.

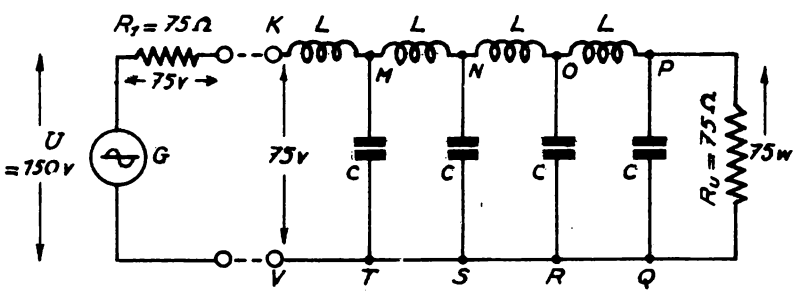


Fig. 39-8

Nous venons de démontrer que tout se passe comme si la résistance R_u était branchée à l'entrée de la ligne, c'est-à-dire entre les bornes même du générateur.

En conséquence, celui-ci va immédiatement fournir une certaine intensité de courant. Pour plus de clarté, prenons un exemple numérique. Admettons que l'impédance caractéristique soit de 75 ohms. Nous avons donc $R_u = 75$ ohms.

Le générateur de résistance intérieure 75 ohms fournit une tension de 150 volts efficaces. L'intensité sera donc de 1 ampère, puisque la résistance totale en circuit de 150 ohms est la somme de R_u et de R_i.

68-11. Temps de propagation dans la ligne. — Mais la vitesse de l'électricité n'est pas infiniment grande. La charge des condensateurs C, à travers les inductances L ne peut être instantanée. En conséquence, le courant ne peut pas atteindre immédiatement la résistance d'utilisation R_u.

Le temps mis pour l'atteindre dépend évidemment de la composition et de la longueur de la ligne. Si la ligne était infiniment longue, ce temps serait lui-même infiniment long.

Dans ces conditions, on peut en déduire qu'une ligne infiniment longue se comporte, pour le générateur, comme un circuit de résistance précisément égale à $\sqrt{L/C}$.

Admettons maintenant que le régime permanent soit établi, c'est-à-dire que R_u soit traversée par une intensité de courant de 1 ampère et présente, par conséquent, une différence de potentiel de 75 volts entre ses extrémités.

Le résultat serait évidemment le même si cette résistance était connectée entre O et R, entre N et S ou entre M et T. Comme le courant met un certain temps pour aller de O en P, on peut en conclure que la position de phase n'est pas la même du tout le long de la ligne. *En d'autres termes, il y a une rotation de phase régulière le long de la ligne.*

Ainsi, entre M et T, se manifeste un certain retard de phase par rapport à la tension fournie entre K et V par le générateur. Le retard est encore plus grand entre N et S... A une certaine distance de l'entrée, la rotation de phase atteindra 360°, c'est-à-dire que la tension sera, de nouveau en phase. *Cette distance correspond évidemment à la longueur d'onde dans la ligne.*

Si la ligne est constituée par deux conducteurs parallèles séparés par un intervalle d'air, la vitesse de propagation est à peu près la même que dans l'espace libre, c'est-à-dire $2{,}997 \times 10^{10}$ ou, en chiffre rond, 3×10^{10} cm/s. Il en résulte que la longueur d'onde dans la ligne est, à peu de chose près, celle qu'on trouverait dans l'espace.

Si les deux conducteurs sont séparés par un diélectrique, la longueur d'onde dans la ligne est réduite dans des proportions variant avec le *pouvoir inducteur spécifique* ou *constante diélectrique* du matériau utilisé. La réduction peut atteindre 40 %.

68-12. Régimes transistoires et régime permanent. Courant continu. — Un certain délai s'écoule entre le moment où l'on connecte le générateur G et celui où la puissance est normalement transmise au circuit d'utilisation R_u. C'est le *régime transitoire d'établissement de courant.*

Après quoi la puissance est régulièrement transmise comme si la charge R_u était directement connectée au générateur. C'est le *régime permanent.*

Si l'on déconnecte le générateur, le circuit d'utilisation reçoit encore la puissance normale pendant un certain temps. C'est le *régime transitoire de coupure.*

L'énergie ainsi transmise est précisément celle qui avait été emmagasinée dans la ligne pendant le régime transitoire d'établissement. Il en résulte que ces deux périodes sont d'égale durée. Notons, en passant, que des phénomènes très comparables pourraient être observés si la ligne était alimentée par une source de courant continu. Il y aurait une période de mise en charge pendant laquelle la ligne emmagasinerait de l'énergie dans les condensateurs C.

A la coupure, la ligne continuerait de fournir une tension pendant un certain temps déterminé par les constantes de la ligne. Ce moyen est utilisé en pratique pour fournir des impulsions de tensions parfaitement rectangulaires (Radar, par exemple).

On charge la ligne pendant l'intervalle qui sépare deux impulsions et on la décharge pour former l'impulsion.

68-13. Ligne fermée sur une impédance différente de la valeur caractéristique. — Supposons maintenant que l'impédance d'utilisation soit de 125 ohms, au lieu de 75 qui correspond à la valeur caractéristique.

Nous branchons le même générateur G que tout à l'heure.

La force électromotrice est de 150 volts et la résistance intérieure de 75 ohms. La ligne se présente tout d'abord comme une impédance de 75 ohms (valeur caractéristique). Le générateur fournit ainsi une intensité de 1 ampère et la tension appliquée à la ligne est de 75 volts.

Mais il est certain que cette situation ne pourra subsister pendant le régime permanent. Il est évidemment impossible de faire absorber 1 ampère sous 75 volts à une résistance de 125 ohms.

Le générateur fournit, pour le moment une puissance de 75 watts, mais le circuit d'utilisation ne peut absorber cette puissance. En conséquence, le supplément de puissance est reversé dans la ligne, remonte le courant et revient vers le générateur. En d'autres termes, l'utilisation se comporte comme une source secondaire d'énergie. Nous sommes ainsi en présence de deux phénomènes périodiques de même fréquence, se propageant en sens inverse dans la ligne. Il en résulte qu'un *régime d'ondes stationnaires* s'établit.

68-14. Ondes stationnaires dans la ligne. — Cherchons à définir les grandeurs fondamentales qui caractérisent le régime d'ondes stationnaires. Soit R_0 l'impédance caractéristique.

Le générateur développe une tension V à l'entrée de la ligne et provoque ainsi le passage d'une intensité I.

La loi d'ohm est satisfaite et l'on peut écrire :

$$R_0 = \frac{V}{I} \tag{4}$$

Nous venons de reconnaître que le supplément d'énergie est reversé à la ligne par la résistance R_u sous forme d'une intensité i et d'une tension v.

Pour ce générateur fictif, la loi d'ohm doit être nécessairement satisfaite. On a donc encore :

$$R_0 = \frac{v}{i} \tag{5}$$

L'intensité excessive fournie par le générateur provoque une augmentation de tension entre les extrémités de R_u, car les deux tensions V et v s'ajoutent.

En revanche, il faut nécessairement que les deux intensités I et i se retranchent. Il en résulte que l'intensité qui traverse effectivement la charge est $I - i$.

Et, cette fois encore, on doit avoir nécessairement :

$$R_u = \frac{V + v}{I - i} \tag{6}$$

Des équations (1-2-3) on tire facilement :

$$\boxed{\frac{v}{V} = \frac{i}{I} = \frac{R_u - R_0}{R_u + R_0}} \tag{7}$$

Cette grandeur est appellée : *coefficient de réflexion.*

EXEMPLE NUMERIQUE

Nous avons représenté un exemple numérique sur la figure 9. Une ligne dont l'impédance caractéristique est de 75 ohms est fermée sur une résistance d'utilisation de 125 ohms.

En utilisant la relation (4) on a :

$$\frac{125 - 75}{125 + 75} = \frac{50}{200} \text{ ou } 0{,}25$$

L'intensité fournie par le générateur dans la ligne était de :

$$I = 1 \text{ ampère}$$

d'où

$$i = 0{,}25 \text{ ampère}$$

La tension

$$V = 75 \text{ volts}$$

$$v = 18{,}75 \text{ volts}$$

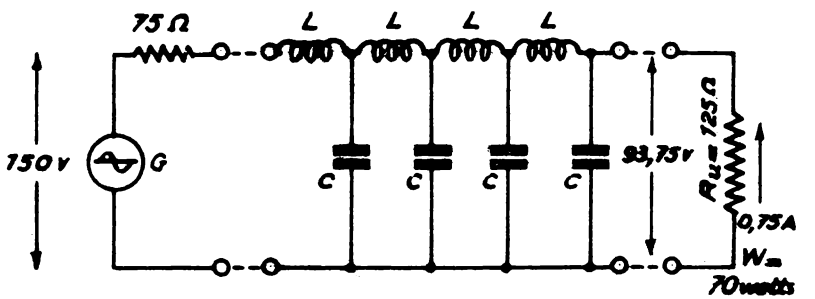


Fig. 39-9, I = 1 A ; i = 0,25 A

V = 75 V ; v = 18,75 V

Coefficient de réflexion $\frac{R_u - R_0}{R_u + R_0} = \frac{125 - 75}{125 + 75} = \frac{50}{200} = 25\ \%$

Taux d'ondes stationnaires : $\frac{R_u}{R_0} = \frac{125}{75} = 1{,}675$

La tension réellement appliquée à la résistance de 125 ohms sera de :

$$75 + 18{,}75 = 93{,}75 \text{ volts}$$

et l'intensité de

$$1 - 0{,}25 = 0{,}75 \text{ ampère}$$

ce qui est parfaitement d'accord avec la loi d'ohm :

$$125 = \frac{93{,}75}{0{,}75}$$

68-15. Intensité et tension le long de la ligne. Taux d'ondes stationnaires. — Mais la situation représentée sur la figure 39-9 est valable à l'extrémité de la ligne, fermée sur la résistance de 125 ohms. Si nous remontons vers le générateur nous observerons une variation progressive de la répartition des tensions. En effet, *i* et I *varient en sens inverse.*

Quand nous aurons parcouru un quart de longueur d'onde le long de la ligne, I et *i* présenteront une rotation de phase de + 90° pour une composante de — 90° pour l'autre. Ces deux composantes étaient en opposition dans la résistance. Elles sont maintenant en *concordance de phase.* Il en résulte que l'intensité en ce point est de

$$1 + 0{,}25 = 1{,}25 \text{ ampère}$$

Pour la même raison, la tension en cet endroit est de :

$$75 - 18{,}75 = 56{,}25 \text{ volts}$$

Un quart d'onde plus loin, c'est-à-dire à une demi-longueur d'onde de l'extrémité, on retrouvera la même situation qu'au départ mais avec une inversion de phase. Enfin à une distance d'une longueur d'onde, on trouvera exactement la même situation qu'à l'extrémité.

En résumé, si l'on déplace un voltmètre et un ampèremètre tout le long de la ligne, on observera des variations cycliques des valeurs efficaces de tension et d'intensité allant de :

$$0{,}75 \text{ à } 1{,}25 \text{ ampère}$$

et de :

$$93,\ 75 \text{ à } 56{,}25 \text{ volts}$$

Ces variations traduisent précisément la présence d'*ondes stationnaires.* Le qualificatif s'explique par le fait qu'en un endroit quelconque de la ligne, les valeurs efficaces mesurées sont invariables. On nomme *taux d'ondes stationnaires* (en abrégé T. O. S.) le rapport entre les valeurs minimales et maximales.

Ce taux évidemment égal à :

$$\text{T. O. S.} = \frac{R_u}{R_0} \qquad (8)$$

D'après cette expression, on voit que si la ligne est fermée sur son *impédance caractéristique* le taux d'onde stationnaire est égal à 1. Cela revient à dire, précisément, qu'il n'y a pas d'ondes stationnaires *puisqu'il n'y a pas de variations le long de la ligne.*

Si la ligne est ouverte, c'est-à-dire si la résistance d'utilisation R_u est infiniment grande, le taux d'ondes stationnaires est infiniment grand.

Enfin, si la ligne est mise en court-circuit, la résistance R_u est nulle et le taux d'ondes stationnaires est nul. Cela veut dire qu'en se déplaçant le long de la ligne on trouve des endroits présentant des intensités et des tensions nulles.

68-16. Propriétés des lignes. — L'étude précédente nous permet de déterminer quelques propriétés fondamentales des lignes dont les conséquences pratiques sont importantes.

68-17. Ligne « quart d'onde ». — Considérons d'abord une ligne infiniment longue connectée à un générateur G, comme dans les précédents exemples. L'impédance caractéristique est de 75 ohms. La résistance interne du générateur étant également de 75 ohms et sa force électromotrice étant de 150 volts, une intensité de courant de 1 ampère s'établit dans la ligne.

Plaçons maintenant un court-circuit en un endroit quelconque de la ligne.

Quelle sera la situation à l'endroit même du court-circuit ? Si nous appliquons la formule (8) nous en déduisons que le taux d'ondes stationnaires sera de 0.

Les deux tensions v et V sont égales et en opposition. Il faut bien qu'il en soit ainsi puisque la tension est forcément nulle à l'endroit du court-circuit.

Les deux intensités i et I sont égales à 1 ampère. En conséquence l'intensité dans le court-circuit sera de :

$$1 - (-1) \text{ soit } 2 \text{ ampères}$$

Examinons maintenant la situation qui se manifeste le long de la ligne. L'intensité directe et l'intensité réfléchie sont en phase à l'endroit du court-circuit.

A une distance égale à un quart de longueur d'onde le déphasage de chaque intensité est de 90° ; mais les variations se produisent nécessairement en sens contraire, leur écart relatif de phase est de :

$$90^\circ + 90^\circ = 180^\circ$$

En d'autres termes, ces intensités sont exactement en opposition de phase. *On en peut conclure que l'intensité résultante est exactement nulle puisque l'amplitude des deux composantes est la même.*

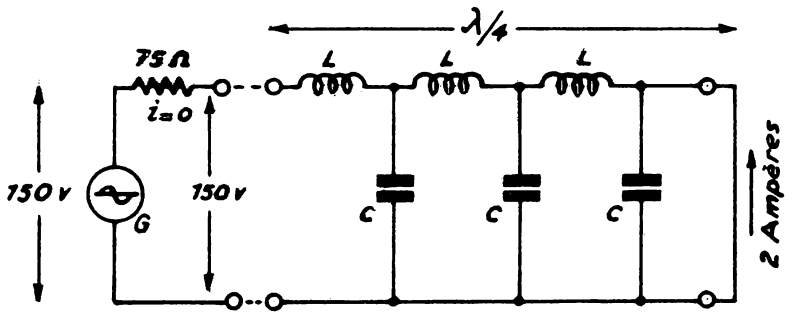


Fig. 39-10

La situation est exactement inverse en ce qui concerne la tension. On atteint évidemment 75 + 75 = 150 volts.

Si l'on connecte le générateur en ce point, il ne fournit aucune intensité de courant et, par conséquent la tension apparaissant entre ses extrémités est de 150 volts. Cette fois encore la loi d'ohm et le principe de la conservation de l'énergie sont parfaitement respectés.

CONCLUSION IMPORTANTE

Une ligne quart d'onde en court-circuit se comporte comme une impédance infiniment grande.

Il est évident que la situation sera la même si la longueur de la ligne est de trois quarts d'onde ou d'un nombre *impair* quelconque de quarts d'ondes.

68-18. Ligne quart d'onde ouverte. — Dans ce cas l'intensité est forcément nulle à l'endroit ou la ligne est ouverte. Et, dans ces conditions *v* et V, d'égale grandeur, s'ajoutent. Ainsi la tension atteint 150 volts.

A une distance égale à un quart de longueur d'onde les deux tensions directes V et réfléchie *v* sont en opposition — et la résultante est nulle.

En revanche, l'intensité atteint 2 ampères.

CONCLUSION

Une ligne quart d'onde ouverte se comporte comme un court-circuit.

Il en serait de même pour une ligne représentant un nombre impair quelconque de quarts d'ondes.

68-19. Transformation d'impédance. — Reprenons l'exemple de la figure 39-9. Une résistance de 125 ohms présente une différence de potentiel de 93,75 volts entre ses extrémités et est parcourue par une intensité de 0,75 ampère.

Mais nous avons calculé qu'en parcourant une distance d'un quart de longueur d'onde le long de la ligne on trouve une situation toute différente. A cet endroit nous avons en effet :

$$\begin{cases} I = 1{,}25 \text{ ampère} \\ V = 56{,}25 \text{ volts} \end{cases}$$

Nous pouvons maintenir la situation existant à l'extrémité de la ligne en connectant en cet endroit le générateur. Mais, dans ces conditions, la *ligne se comportera évidemment comme une impédance de :*

$$R' = \frac{56{,}25}{1{,}25} \qquad \text{soit 45 ohms}$$

Ainsi, une ligne non adaptée se comporte exactement comme un transformateur d'impédance. Il est facile de trouver la relation générale :

On a, en effet, par définition :

$$\begin{cases} \dfrac{R_u}{R_0} = \dfrac{V + v}{V - v} & (9) \\ \dfrac{R_u}{R_0} = \dfrac{I + i}{I - i} & (10) \end{cases}$$

La résistance R' que nous cherchons est :

$$R' = \frac{V - v}{I + i} \qquad (11)$$

(9) peut s'écrire :

$$V - v = \frac{(V + v)\ R_0}{R_u} \qquad (12)$$

et (12)

$$I + i = \frac{(I - i)\ R_u}{R_0} \qquad (13)$$

En divisant (12) par (13) :

$$\frac{V - v}{I + i} = R' = \frac{(V + v)\ R_0}{R_u} \quad \frac{R_0}{(I - i)\ R_u}$$

ou encore :

$$R' = \frac{V + v}{I - i} \times \frac{R_0^2}{R_u^2}$$

Dans cette dernière expression :

$$\frac{V + v}{I - i} = R_u$$

En conséquence :

$$\boxed{R' = \frac{R_0^2}{R_u}} \qquad (14)$$

ce qui peut encore s'écrire :

$$\boxed{R_0 = \sqrt{R'\ R_u}} \qquad (15)$$

On peut confondre cette expression avec celle que nous avons donnée pour un transformateur d'adaptation. Elle a exactement la même forme. Le rapport de transformation en est simplement remplacé par R_0.

Ainsi une ligne quart d'onde peut remplir la même fonction qu'un transformateur. C'est extrêmement important en très haute fréquence. Il est, en effet, impossible de construire des transformateurs ayant une bonne efficacité.

On sait, au contraire, fabriquer des lignes dont les pertes sont très faibles, même aux fréquences les plus élevées.

68-20. Ligne comme inductance et capacitance. — Dans un transformateur quart d'onde l'intensité et la tension sont en phase. Il n'en serait pas de même pour une longueur différente.

Si la longueur de ligne est inférieure au quart de la longueur d'onde, l'intensité est en avance sur la tension. En conséquence, *la ligne se comporte comme une réactance de capacité.* Il en est évidemment de même pour une longueur comprise entre une demie et trois quart de longueur d'onde.

La situation est inversée si la longueur du câble est comprise entre un quart et une demi-longueur d'onde. Cette fois, la *ligne se comporte comme une réactance de self-induction.*

68-21. Adaptation. Rendement et Puissance. — Quand l'adaptation parfaite est réalisée — c'est-à-dire quand la résistance interne du générateur, impédance caractéristique de la ligne et l'impédance d'utilisation ont la même valeur le rendement est de 50 % et la puissance transmise par le générateur est maximum.

Pour toute autre valeur de l'impédance d'utilisation, la puissance est moins grande, mais le rendement peut alors dépasser 50 %. Il est, en effet, évident que le rendement qui est le rapport entre la puissance transmise par le générateur et celle qui est recueillie par l'impédance d'utilisation augmente.

Le rendement tend vers 1 quand l'impédance d'utilisation tend vers l'infini... mais, dans ces conditions, la puissance utile tend vers zéro.

Il y a cependant des cas où il peut être intéressant d'introduire une désadaptation systématique dans le but d'augmenter le rendement. Toutefois, on remarquera que :

1° L'adaptation parfaite rend le fonctionnement indépendant de la fréquence dans de larges limites (aussi longtemps que la réactance de capacité du câble est grande par rapport à l'impédance d'utilisation) ;

2° Quand l'adaptation parfaite est obtenue, le fonctionnement est indépendant de la longueur du câble.

Quand on introduit une désadaptation systématique — pour augmenter le rendement — les résultats sont déterminés par la longueur du câble (exprimée en fonction de la longueur d'onde).

68-22. Réalisation pratique des lignes. — On peut réaliser une ligne au moyen de deux conducteurs rigoureusement parallèles et d'un diamètre constant. L'impédance caractéristique est une fonction du rapport d/D entre le diamètre des conducteurs et la distance qui les sépare d'axe en axe. Nous donnons figure 39-13 un abaque permettant le calcul.

Les deux conducteurs recouverts d'un isolant peuvent être torsadés. Ils peuvent aussi être maintenus à une distance convenable au moyen d'un diélectrique spécial (fig. 39-12). Tel est le principe des câbles en ruban plat bifilaire.

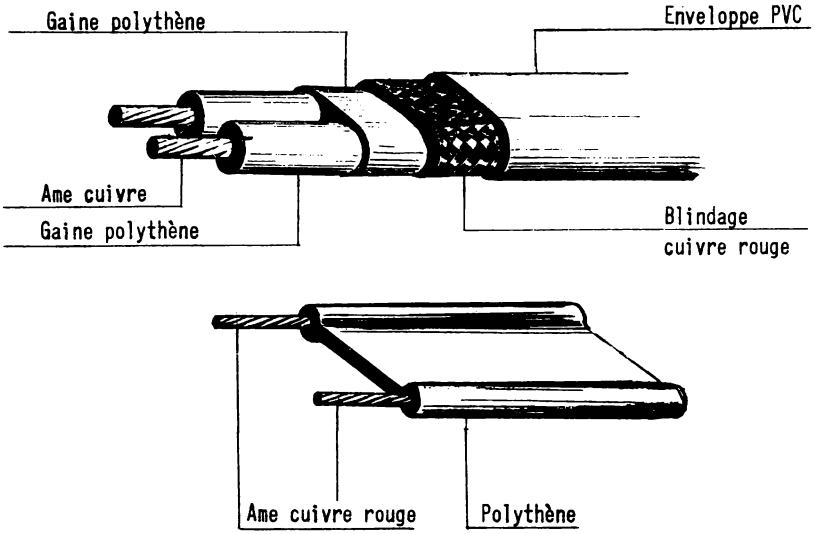


Fig. 39-11

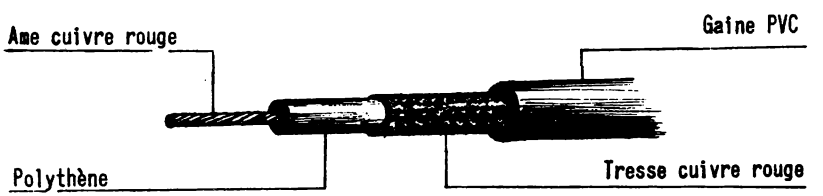


Fig. 39-12

Dans les cas précédents, la présence d'un conducteur ou d'une paroi conductrice au voisinage de la ligne entraîne nécessairement une modification de la capacitance. Il peut en résulter des inconvénients graves (voir plus loin : rupture d'impédance). De plus, les conducteurs peuvent être le siège de pertes par rayonnement. En d'autres termes, ils peuvent agir partiellement comme des antennes d'émission.

Cet inconvénient n'existe plus si les deux conducteurs sont enfermés dans une gaine conductrice servant de blindage (ligne bifilaire blindée, voir figure).

En utilisant le blindage comme conducteur de retour, on arrive à la notion de câble dit « coaxial ». Ces câbles sont constitués par un conducteur central maintenu rigoureusement dans l'axe d'une gaine blindée conductrice. La position correcte du conducteur central peut être assurée par différents moyens dont le plus simple est l'emploi d'un

diélectrique plastique à faibles pertes (polythène).

L'abaque figure 39-13 permet de calculer l'impédance caractéristique d'un dispositif coaxial dans l'air. L'emploi d'un diélectrique modifie ces résultats.

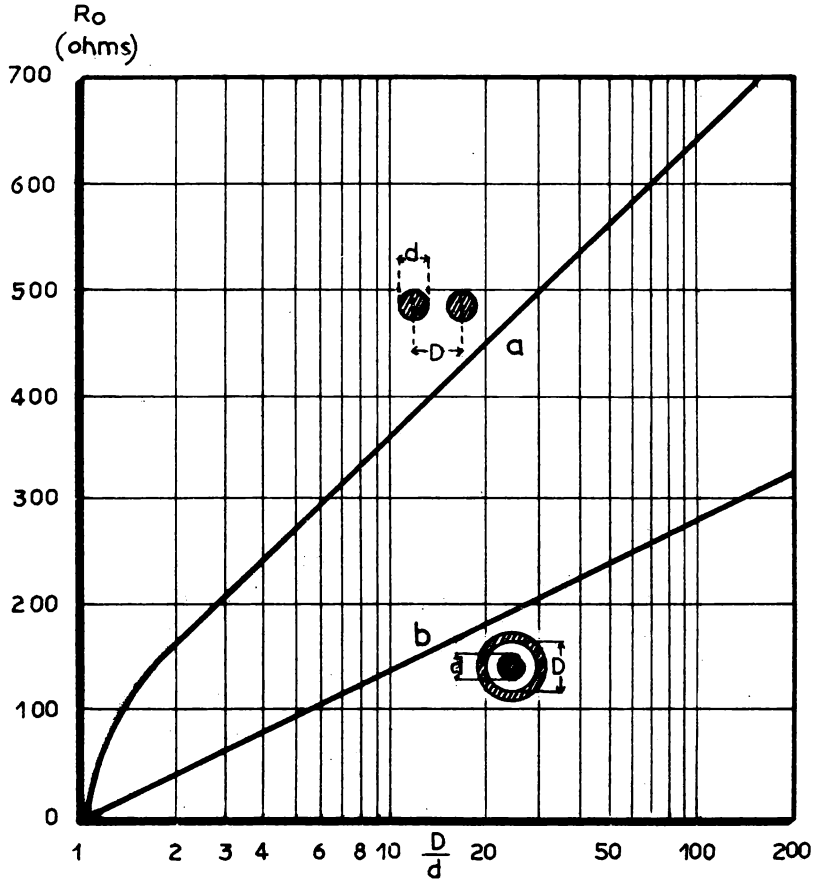


Fig. 39-13

On peut aussi utiliser la formule classique :

$$R_0 = \frac{138}{\sqrt{k}} \log_{10} \frac{D}{d}$$

D diamètre intérieur de la gaine ;

d diamètre du conducteur central ;

k constante diélectrique du matériau (2,6 pour polythène par exemple).

68-23. Rupture d'impédance. Raccords. — Toute modification du rapport D/d se traduit par une modification locale de l'impédance caractéristique, c'est-à-dire, provoque une *rupture d'impédance.*

Pour que cet accident se produise, il suffit que la distance entre les deux conducteurs ne soit pas constante ou que le diamètre d'un des conducteurs soit modifié. Cette « rupture » provoque une réflexion d'énergie et fait — en conséquence — apparaître un système d'ondes stationnaires. On provoquerait inévitablement une rupture d'impédance en opérant la jonction de deux éléments de câbles coaxiaux ou bifilaires au moyen d'une épissure du type classique. S'il y a lieu de raccorder deux sections de câble, il faut utiliser des raccords spéciaux qui sont eux aussi, adaptés et ne provoquent, par conséquent, aucune rupture d'impédance. Il en est de même des prises servant au branchement des câbles, aussi bien au départ qu'à l'arrivée : il faut utiliser des fiches spéciales.

68-24. Câbles normalisés. — On trouve dans le commerce des câbles spéciaux (ruban plats bifilaires, bifilaires blindés, coaxiaux) dont les impédances caractéristiques ont été normalisées aux valeurs suivantes : 300, 150, 100, 75 et 50 ohms.

68-25. Lignes artificielles. Lignes à retard. — Pour certaines applications (mesures des temps de retard, formation d'impulsions, etc.), on utilise des ensembles appellés *lignes artificielles* ou *lignes à retard* qui sont constitués par des bobinages L et des condensateurs C exactement comme sur nos schémas équivalents (fig. 39-8, par exemple). On peut alors évidemment réaliser des valeurs quelconques de coefficient de self-induction L et de capacité C.

De tels montages se comportent à peu près exactement comme une ligne dont l'impédance caractéristique est

$$R_0 = \sqrt{L/C}$$

68-26. Atténuation dans les lignes. Influences des pertes. — Dans les lignes précédentes nous avons supposé que les pertes dans la ligne étaient nulles. En pratique, il n'en est pas exactement ainsi puisque les

conducteurs présentent nécessairement une certaine résistance. Il y a d'autre part, des pertes dans le diélectrique.

Il en résulte qu'il faut tenir compte d'une certaine atténuation dans le câble — laquelle est, d'ailleurs, variable avec la fréquence. Ce coefficient de pertes, pour une fréquence donnée s'exprime généralement en décibels par mètre.

Par exemple, dans un câble coaxial d'excellente qualité les pertes à 200 megahertz sont généralement comprises entre 0,1 et 0,2 décibel par mètre.

CHAPITRE IV

Étude théorique du circuit oscillant émetteur.

Généralités. — Le moyen le plus anciennement connu pour obtenir des oscillations de haute fréquence est celui que Hertz utilisa lors de ses fameuses expériences. Il consiste à décharger un condensateur dans un circuit qui possède de *la self-induction* L et une *certaine résistance R.*

Lorsque certaines conditions que nous allons étudier plus loin sont respectées, on observe que la décharge du condensateur devient *périodique.* Il faut entendre par là que l'ensemble du circuit (fig. 40) est le siège des phénomènes suivants :

a) Le condensateur, en se déchargeant, produit une variation de courant dans l'inductance.

b) Cette variation déclanche l'apparition d'une force électromotrice de self-induction entre les extrémités de L.

c) Cette tension recharge le condensateur dans l'autre sens.

d) Les mêmes phénomènes se reproduisant en sens inverse, on arrive de nouveau aux conditions initiales.

Ces divers échanges se font suivant un rythme pratiquement régulier qui ne dépend que de différentes constantes (R, C et L).

Il est évident que la résistance R, traversée par l'intensité de courant

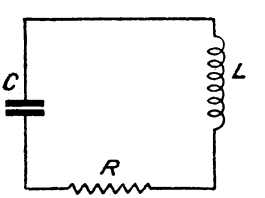


Fig. 40.

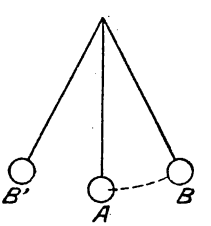


Fig. 41.

est le siège d'une dégradation d'énergie. L'énergie primitivement emma-

gasinée dans le condensateur $\left(\frac{1}{2} CV^2\right)$ se dissipe peu à peu en chaleur dans R. On peut donc supposer que l'amplitude des oscillations ainsi produites diminue rapidement. Nous serons donc en présence *d'oscillations amorties.*

A ce sujet, il est intéressant d'établir une comparaison entre les *oscillations électriques* du circuit de la figure 40 et les oscillations pendulaires d'un corps suspendu à un fil (fig. 41).

Lors de l'étude du pendule [1] nous avons souligné que les oscillations étaient dues à une transformation constante de l'énergie accumulée dans le corps pesant. A son point le plus bas, en A sur la figure 41, le corps pesant est animé de la plus grande vitesse. L'énergie cinétique est maximum $\left(\frac{1}{2} mv^2\right.$, m étant la masse et v la vitesse à cet instant). Au contraire, aux points les plus élevés en B ou en B', le corps est immobile, sa vitesse est nulle, par contre son énergie potentielle est maximum. L'expérience constante nous apprend que le mouvement du pendule durera d'autant plus longtemps que les frottements seront plus réduits. Si les frottements ou, d'une manière plus précise, l'amortissement, atteint une valeur excessive, il n'y aura plus d'oscillations : le corps pesant reprendra directement sa position d'équilibre sans la dépasser. Nous serons alors en présence *d'un mouvement apériodique.* On pourra faire varier l'amortissement, en munissant, par exemple, le corps pesant de palettes en carton produisant un frottement contre l'air. Pour une certaine valeur précise de l'amortissement qui est la *valeur critique* on passe du régime oscillant *périodique* au régime *apériodique.*

Au moment où nous commençons l'expérience de la figure 40 le condensateur est chargé; il n'y a encore aucun courant dans la bobine L. Toute l'énergie électrique est, sous *la forme potentielle,* dans le condensateur.

Au bout d'une demi-période, la tension aux bornes du condensateur est complètement nulle. Il n'y a donc plus *d'énergie potentielle.* Par contre, le courant dans L est maximum et *l'énergie magnétique* emmagasinée est $\frac{1}{2} L I^2$ (exactement de même forme que $\frac{1}{2} mv^2$). *Il y a donc là encore une transformation oscillante de l'énergie.*

Dans le cas du pendule, l'amortissement est l'ensemble des phénomènes inévitables qui dégradent à chaque oscillation, une certaine fraction d'énergie. Cette perte apparaît sous forme de chaleur. Il en est exacte-

1. **Voir Tome I, n° 135, page 147.**

ment de même dans l'expérience du circuit oscillant. Les courants, en traversant obligatoirement R, y font apparaître une certaine quantité de chaleur par effet Joule. C'est R qui est la cause de l'amortissement.

On peut, d'ailleurs, pour simplifier l'étude, admettre que le coefficient R représente *l'ensemble de toutes les causes qui apportent une certaine dégradation d'énergie aussi bien dans la bobine L que dans le condensateur.* R est, en réalité le *coefficient de pertes.*

69. Décharge oscillante. — L'étude mathématique du problème est assez compliquée. Nous en donnons un aperçu dans l'appendice de ce chapitre (p. 112). Nous nous bornerons à en donner ici les principaux résultats.

Ainsi que le raisonnement intuitif permet de le supposer (voir paragraphe précédent), la décharge du condensateur dans le circuit ne prend le caractère oscillatoire que si l'amortissement est assez réduit.

D'une manière plus précise, on démontre que R^2 doit être plus petit que $\frac{4L}{C}$ pour qu'il y ait échange oscillant d'énergie entre le condensateur et la bobine.

Lorsque R^2 est égal à $\frac{4L}{C}$ c'est *le régime critique.* La décharge est *apériodique.* (R en ohms, L en henrys, C en farads).

Il en est de même quand R^2 est plus grand que $\frac{4L}{C}$. L'étude du premier cas $\left(R^2 < \frac{4L}{C}\right)$ est particulièrement importante.

En voici les principaux résultats (d'après Mesny).

L'intensité instantanée et la tension instantanée aux bornes du condensateur sont données par les expressions :

$$i = -\frac{V_o}{r_1' L} e^{-at} \sin r_1' t$$

$$v = \frac{V_o}{\sin \gamma'} e^{-at} \sin (r_1' t + \gamma') \qquad \text{avec} \quad \operatorname{tg} \gamma' = \frac{\sqrt{r_1^2 - a^2}}{a}$$

$$\text{où} \qquad a = \frac{R}{2L} \qquad r_1'^2 = r_1^2 - a^2 \qquad r_1^2 = \frac{1}{L.C}$$

V_o est la tension aux bornes du condensateur au temps $t = 0$.

Les deux courbes correspondantes sont tracées figure 42. Les deux quantités s'annulent périodiquement à des intervalles $T = \frac{2\pi}{r_1'}$. C'est

1. Voir appendice, page 112.

pourquoi cette quantité est appelée *la pseudo-période*. Il ne faut pas perdre de vue qu'il ne s'agit pas d'un mouvement véritablement périodique. Il faudrait, pour cela, que l'amplitude se maintint égale pour chaque période.

Il n'en est pas ainsi et nous sommes en présence *d'oscillations amorties*.

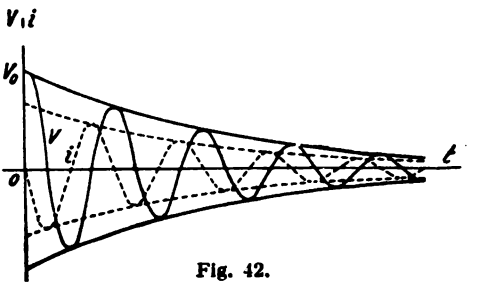


Fig. 42.

La courbe enveloppe des variations d'intensité et de tension est une *exponentielle*, dont l'équation s'écrit :

$$e^{-at}$$

Quand R^2 demeure très petit par rapport à $\frac{4L}{C}$, ce qui est pratiquement le cas pour les circuits de radio, *on peut considérer que l'intensité de courant et la tension aux bornes du condensateur sont en quadrature.* C'est exactement le résultat prévu par le raisonnement intuitif : le condensateur est déchargé quand le courant est maximum, il est, au contraire au maximum quand l'intensité s'annule.

La pseudo-période est $\frac{2\pi}{\gamma_1}$ c'est-à-dire, en remplaçant γ_1, par sa valeur :

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \qquad (3)$$

Mais si R^2 est près petit par rapport à $\frac{4L}{C}$ cette expression est très approximativement égale à :

$$2\pi\sqrt{LC}$$ (L en henrys, C en farads).

c'est la formule de Thomson [1] que nous avons déjà rencontrée dans le Tome I; pour exprimer la période de résonance d'un circuit d'inductance

1. **Voir utilisation pratique en appendice.**

L et de capacité C. C'est pourquoi on dit encore que $2\pi\sqrt{LC}$ est la *période propre* du circuit.

70. Amortissement critique. — Lorsque la résistance cesse d'être négligeable par rapport à $\sqrt{\frac{4L}{C}}$ on observe, d'après la formule, que la durée de la pseudo-période augmente progressivement. Quand la condition d'amortissement critique est réalisée :

$$R^2 = \frac{4L}{C}$$ (R en ohms, L en henrys, C en farads).

il n'y a plus qu'une seule demi-période d'une durée infiniment grande.

71. Décharge apériodique. — Enfin, quand $R^2 > \frac{4L}{C}$, la décharge du condensateur est apériodique. La tension aux bornes suit une loi exponentielle. Il faut entendre par là qu'elle diminue progressivement et qu'elle tend vers zéro. Elle n'atteindra cet état limite qu'au bout d'un temps théoriquement infini.

L'intensité de courant part d'une valeur nulle, subit une période de croissance, passe par un maximum, décroît et ne s'annule qu'au bout d'un temps théoriquement infini. Tout cela est évident à priori.

La décharge sera d'autant plus lente, c'est-à-dire que la quantité d'électricité restant dans le condensateur sera d'autant plus importante que la résistance en circuit sera plus grande. La plus grande rapidité de décharge correspond à la résistance critique.

L'allure des courbes de variation de la tension et de l'intensité est donnée figure 43.

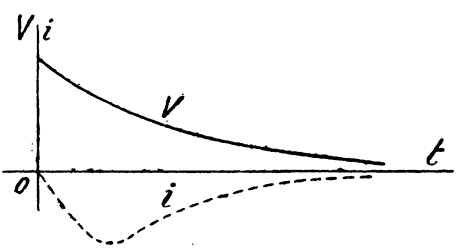


Fig. 43.

Il n'y a pas lieu de s'étonner en constatant que la décharge du condensateur n'est complète qu'au bout d'un temps infiniment grand. Nous avons sous les yeux chaque jour de nombreux phénomènes comparables.

Un pendule, suffisamment amorti pour ne pas osciller, ne revient à la position verticale qu'au bout d'un temps infiniment grand. Deux vases communiquant par une mince tubulure (pour éviter les oscillations) ne peuvent atteindre le niveau d'équilibre... qu'après un temps infini.

Mais ce sont là des résultats théoriques.

On dira, en pratique, que le condensateur est déchargé lorsqu'il ne contiendra plus, par exemple, que la 10 000e partie de sa charge maximum. Et ce résultat pourra être atteint dans de nombreux cas au bout d'une infime fraction de seconde. Il est intéressant de noter que les conditions critiques correspondent à la plus grande rapidité de décharge. C'est une observation semblable qu'on applique pour amortir les oscillations de certains appareils de mesure.

72. Charge oscillante du condensateur. — Nous avons étudié dans le tome I, de cet ouvrage, la charge d'un condensateur à travers un circuit résistant. Si le circuit comporte, en outre, une bobine de self-induction, la charge peut prendre le caractère oscillatoire quand la condition $R^2 < \frac{4L}{C}$ est remplie.

Cette étude serait exactement la réciproque de l'étude précédente.

73. Facteurs agissant sur l'amortissement d'un circuit. Décrément. Facteur de surtension. Constante de temps. — Le facteur le plus important est la résistance R; puisqu'en faisant simplement varier cette caractéristique on peut rendre un circuit apériodique ou, au contraire, oscillant. Mais, on peut adopter des rapports différents entre L et C pour une même *pseudo-période*, celle-ci étant, en effet, déterminée par $2\pi\sqrt{LC}$.

Il ne faut pas perdre de vue que cette formule n'est pas applicable quand la valeur de la résistance R n'est pas négligeable par rapport à

$$\boxed{\sqrt{\frac{4L}{C}}}$$ (L en henrys, C en farads).

Les différentes combinaisons correspondront à des valeurs différentes de l'amortissement. Il est donc intéressant de pouvoir exprimer cette caractéristique par des coefficients simples.

Le *coefficient d'amortissement*, désigné par la lettre *a*, dans les précédentes formules, est égal à $\boxed{\frac{R}{2L}}$ (R en ohms, L en henrys).

Mais il est difficile de se représenter à quoi correspond pratiquement cette quantité. On conçoit intuitivement que l'amortissement serait

commodément représenté par un facteur permettant d'apprécier le rapport entre *les amplitudes successives.*

Or, ce rapport est précisément constant et égal à $e^{-\alpha T}$. On a choisi comme constante la quantité αT qui est appelée *décrément logarithmique*[1], ou, tout simplement : *décrément du circuit* et qu'on désigne habituellement à l'aide de la lettre δ (lettre grecque delta).

$$\boxed{\delta = \frac{R}{2L} T = \alpha T.}$$

On voit, d'après cette formule, que δ sera d'autant plus petit que R sera plus petit et L plus grand.

Les circuits de qualité courante ont un décrément de l'ordre de 1/30. On peut facilement en choisissant les éléments, réaliser des circuits ayant des décréments de l'ordre de 1/100. On nomme aussi parfois décrément un facteur égal au précédent, divisé par π

$$\boxed{d = \frac{\delta}{\pi}}$$

Dans le tome I, nous avons défini la *constante de temps* d'une bobine ou d'un condensateur associés à une résistance.

D'une manière analogue, on sera amené à définir la constante de temps du circuit oscillant comme *l'inverse du coefficient d'amortissement :*

$$\boxed{\theta = \frac{1}{\alpha} = \frac{2L}{R}.}$$

Il est facile de montrer que le rapport $\frac{2L}{R}$ est *homogène à un temps.*

En effet, dans le système électromagnétique, on a :

équation de dimensions de $L = L$ (longueur)
équation de dimensions de $R = LT^{-1}$

Rapport : $\frac{L}{LT^{-1}}$ ou T.

Le nom de *constante de temps* est donc parfaitement justifié et sa grandeur s'exprime en secondes.

Ce coefficient joue un rôle important en télégraphie automatique. Un circuit de grande qualité électrique (grande constante de temps) est incapable de suivre des variations rapides comme celles de la manipulation automatique.

Il est d'ailleurs important de souligner que la constante de temps varie avec la fréquence.

1. Voir appendice, page 112.

On peut aussi définir le *facteur de surtension* d'un circuit oscillant. Nous avons défini ce coefficient pour une inductance L :

$$\boxed{Q_L = \frac{L\omega}{R}}$$

et, pour un condensateur C, dans un circuit à résistance série R qui comprend le facteur de pertes du condensateur.

$$\boxed{Q_C = \frac{1}{RC\omega}.}$$

Par analogie, on définira le facteur de qualité d'un circuit comme :

$$\boxed{Q = \frac{L\nu_1}{R} = \frac{1}{C\nu_1 R}}$$

(R en ohms, L en henrys, C en farads).

ν_1 étant la pulsation propre du circuit $\nu_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

74. Relations entre les constantes d'amortissement. — Tous ces coefficients expriment des aspects différents de la réalité physique qui est *l'amortissement.* Il est, en conséquence, intéressant de rechercher quelles relations unissent ces coefficients.

Nous avons déjà montré que :

$$\delta = aT.$$

Le décrément d'un circuit est égal au produit du coefficient d'amortissement $\left(\frac{R}{2L}\right)$ par la pseudo-période.

Le décrément est un nombre sans dimension.

D'autre part, on a :

$$\boxed{a = \frac{R}{2L}}$$

(R en ohms, L en henrys).

et $T = 2\pi\sqrt{LC}$

$$\text{mais } \nu_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

d'où

$$T = \frac{2\pi}{\nu_1}$$

d'où enfin :

$$\delta = \frac{2\pi a}{\nu_1} \text{ ou } \frac{\pi R}{L\nu_1}.$$

Nous avons précisément indiqué plus haut que le facteur de surtension était :

$$\frac{\nu_1 L}{R}.$$

En conséquence :

Le décrément d'un circuit est égal à 3,1416 divisé par le facteur de surtension

$$\delta = \frac{3{,}1416}{Q}.$$

Pour la même raison, nous avons aussi :

$$Q = \frac{1}{d}$$

APPENDICE DU CHAPITRE IV

I. — Équation de la décharge du condensateur dans un circuit comportant self-induction et capacité

(Fig. 44).

Soit i l'intensité du courant instantanée dans le circuit fermé de la figure 44. Nous

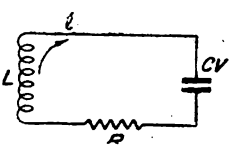


Fig. 44.

pouvons écrire la loi de Kirchoff d'après laquelle la somme des tensions le long d'un contour fermé est nulle.

Ces tensions sont :

a) celle qui existe entre les armatures du condensateur au moment considéré *(v)* ;

b) la force contre-électromotrice de self-induction que fait naître la variation de courant dans l'inductance $\left(L \frac{di}{dt}\right)$;

c) la chute de tension dans R, (Ri).

Il est évident que les deux dernières sont en opposition avec la première.

On peut écrire :

$$L \frac{di}{dt} + Ri + v = o \qquad (1)$$

il vient, en dérivant cette équation par rapport au temps

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + v = o. \qquad (2)$$

Nous avons aussi à tous les instants :

$$q = Cv$$

q représentant la quantité d'électricité chargeant le condensateur au moment considéré.

Nous pouvons dériver, par rapport au temps, les deux membres de cette équation.

$$c\frac{dv}{dt} = \frac{dq}{dt}$$

Mais $\frac{dq}{dt}$ représente précisément l'intensité de courant instantanée i qui figure déjà dans l'équation 1).

Nous pouvons tirer de cette remarque :

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} \text{ et en remplaçant dans (2)}$$

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{Rdi}{dt} + \frac{i}{C} = o.$$

Équation qu'il sera plus commode de mettre sous la forme :

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{di}{dt} + \frac{i}{CL} = o$$

ou, en posant : $\begin{cases} \frac{R}{L} = 2a \\ \text{et } \frac{1}{CL} = r_1^2 \end{cases}$

$$\frac{d^2i}{dt^2} + 2a\frac{di}{dt} + r_1^2 i = o.$$

C'est une *équation linéaire du second ordre à coefficients constants, sans second membre.*

L'équation caractéristique est :

$$\gamma^2 + 2a\gamma + r_1^2 = o$$

dont les solutions sont :

$$\gamma = -a \pm \sqrt{a^2 - r_1^2}.$$

Le discriminant (quantité sous le radical) est :

$$\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}.$$

Il sera positif pour $R^2 > \frac{4L}{C}$ (2 racines réelles)

nul pour $R^2 = \frac{4L}{C}$ (1 racine réelle)

et négatif pour $R^2 < \frac{4L}{C}$ (racines imaginaires)

Seule, la dernière condition conduit à une solution oscillatoire, qui est de la forme :

$$i = A\, e^{-at} \sin [(r_1^2 - a^2)\, t + \psi]$$

on peut poser $r_1' = r_1^2 - a^2$ et l'équation devient :

$$i = A\, e^{-at} \sin (r_1' t + \psi) \quad (4)$$

A et ψ étant des constantes que la connaissance des conditions initiales nous permettra de fixer.

En effet, au début de l'expérience, le condensateur a été chargé à une tension V_o et le courant de décharge était évidemment nul.

$$\begin{cases} t = o \\ i = o \\ v = V_o \end{cases}$$

En reprenant l'équation 1)

$$\frac{Ldi}{dt} + Ri + v = o.$$

Nous avions à ce moment-là :

$$L\frac{di}{dt} = -V_o$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L} \text{ au temps zéro.}$$

Il nous suffit de remplacer cette valeur dans la dérivée de l'équation (4) pour trouver

$$\psi = o \text{ et}$$

$$A = -\frac{V_o}{L\gamma_1'}$$

et l'équation qui donne l'intensité de courant en fonction du temps est :

$$i = -\frac{V_o}{\gamma_1' L} e^{-at} \sin \gamma_1' t \qquad (5)$$

Nous avons établi plus haut que $\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C}$. Cette relation nous permet par simple dérivation, de trouver l'équation donnant la tension instantanée aux bornes du condensateur :

$$v = \frac{V_o}{\sin \chi'} e^{-at} \sin (\gamma_1' t + \chi') \qquad \text{avec tg } \gamma' = \frac{\sqrt{\gamma_1^2 - a^2}}{a}.$$

II. — Décrément logarithmique d'un circuit.

On peut poser dans l'équation (5) :

$$\frac{V_o}{\gamma_1' L} = I_o$$

et l'expression qui donne le courant instantané devient :

$$= I_o e^{-at} \sin \gamma_1' t.$$

Deux maxima de courant successifs correspondent à des temps pour lesquels $\sin \gamma_1' t = 1$; et cet intervalle est évidemment égal à la pseudo-période $T = \frac{2\pi}{\gamma_1'}$.

On peut en déduire que le rapport entre ces deux maxima est évidemment : e^{-at}

$$\text{ou } e^{-\frac{2\pi a}{\gamma_1'}}$$

la quantité $a\,T = \frac{2L}{R} T$ est le décrément logarithmique du circuit.

Le qualificatif « logarithmique » vient de ce fait qu'on a :

$$\text{Log}_e \frac{I_n}{I_{n+1}} = \frac{2L}{R} T$$

I_n désignant l'intensité maxima de la pseudo-période de rang n et I_{n+1} celle de pseudo-période suivante.

On peut encore montrer (voir Mesny, *Radioélectricité générale*. Tome I, page 44) que :

Le décrément d'un circuit est aussi le rapport de l'énergie qu'il dissipe en une demi-période à l'énergie totale qu'il contient à ce moment.

III. — Utilisation pratique de la formule de Thomson.

La formule de Thomson donne la valeur de la période propre d'un circuit T, en fonction de la capacité C et du coefficient de self-induction.

Cette période sera, naturellement, donnée en *secondes* si l'on exprime C en *Farads* et L en *Henrys*.

$$T_{\text{secondes}} = 2\pi\sqrt{L_{\text{Henrys}} C_{\text{Farads}}}$$

Or, aucune de ces dernières unités n'est pratiquement utilisée. Il est donc intéressant de chercher à exprimer cette formule pour pouvoir calculer, par exemple, la longueur d'onde, *en mètres*, d'un circuit dont on connaît la capacité en *millièmes de microfarads* et le coefficient de self-induction en *microhenrys*.

Pour exprimer des longueurs d'ondes, on multipliera la période par la vitesse de propagation $c = 3\ 10^{10}$ cm/s.

Après calculs faits la formule devient :

$$\lambda_{\text{(mètres)}} = 59{,}6\sqrt{L_{\text{(microhenrys)}} C_{\text{millième de microfarads}}}$$

ou même tout simplement :

$$\lambda_{\text{(mètres)}} = 60\sqrt{LC} \quad (\text{L en } \mu\text{H, C en } n\text{F}).$$

Si l'on désire calculer non plus une longueur d'onde, mais une fréquence exprimée en *kilocycles par seconde*, on appliquera la formule pratique :

$$f \text{ (en kHz)} = \frac{5.000}{\sqrt{(\text{microhenrys}) \; C_{(\text{millième de microfarads})}}}$$

Formules qu'il est indispensable d'avoir toujours présentes à la mémoire.

CHAPITRE V

Ondes amorties. Ondes entretenues. Ondes modulées.

75. Généralités. — Un circuit oscillant, c'est-à-dire un circuit comportant *self-induction* L, *capacité* C et *résistance* R, telles que R soit plus petit que $\sqrt{\frac{4L}{C}}$ constitue le moyen le plus simple pour obtenir des oscillations de haute fréquence. Il suffit de charger le condensateur et de le laisser se décharger dans le circuit. Il y a aussi production d'un *train d'oscillations* dont la durée dépend de l'amortissement.

Nous retrouverons, d'ailleurs, ce même circuit dans bien des pages de cet ouvrage et, en particulier, dans le chapitre consacré au circuit oscillant récepteur.

L'oscillateur de Hertz n'était pas autre chose qu'un circuit comportant self-induction et capacité.

Dans le précédent chapitre nous avons étudié ce circuit fondamental sous un angle un peu théorique. Le chapitre qu'on va lire est consacré aux applications ayant pour objet la production du rayonnement. Mais il ne s'agira que d'un vaste coup d'œil, d'une revue d'ensemble de la question. Nous reviendrons sur certains détails quand nous aurons étudié les lampes à plusieurs électrodes.

76. Production de trains d'ondes amorties. — Nous pouvons, dès maintenant, concevoir un poste d'émission sous la forme du schéma figure 45. Le circuit oscillant comporte une bobine L et un condensateur C.

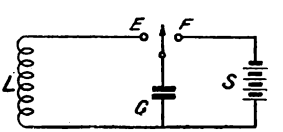


Fig. 45.

La période propre de l'ensemble $T = 2\pi\sqrt{LC}$ a été choisie par nous suivant le but à remplir.

Si cette condition était la seule à respecter nous aurions le choix entre

une grande quantité de combinaisons puisque nous pourrions prendre L très petit et C très grand ou, au contraire, L très grand et C très petit. Mais nous n'avons, en réalité, que peu de liberté. En effet, l'énergie mise en jeu pendant un train d'oscillations est, au maximum, celle que peut emmagasiner le condensateur chargé par la source $S - W = \frac{1}{2}CV^2$.

D'autre part, *le décrément* du circuit sera d'autant plus petit que L sera plus grand, puisqu'il est égal à $\frac{R}{2L}T$.

Comme en bien d'autres matières, la sagesse sera donc de s'éloigner également des extrêmes et de choisir pour L une valeur moyenne, ce qui, évidemment, amène automatiquement à prendre aussi une valeur moyenne pour C.

En plaçant le commutateur dans la position F nous provoquerons la charge du condensateur à la tension S. Cette charge d'une durée théoriquement infinie peut, néanmoins, être pratiquement instantanée.

Ainsi donc, après avoir placé le commutateur en F, nous le ramènerons en E pour obtenir une décharge oscillante. Nous obtiendrons ainsi un *train d'oscillations* amorties qui durera pratiquement une fraction de seconde. Après quoi nous pourrons replacer le commutateur sur la position F pour recommencer.

Il est important de pouvoir recharger le condensateur le plus rapidement possible car on comprend bien que l'énergie convertie en courants de haute fréquence et, en conséquence, en rayonnement, croîtra proportionnellement au nombre de manœuvres faites dans un temps donné.

77. Émetteurs à étincelles ou à éclateurs. — On pourrait évidemment faire appel à des contacteurs mécaniques mais, pratiquement, la décharge oscillante ne dure guère que quelques *dix millièmes de seconde.* On peut donc charger et décharger le condensateur *plusieurs milliers de fois par seconde* et l'emploi d'un dispositif mécanique semble alors difficile.

Le moyen le plus simple pour charger et décharger très rapidement le condensateur est d'utiliser *un éclateur.* Un éclateur n'est pas autre chose qu'une coupure dans le circuit oscillant.

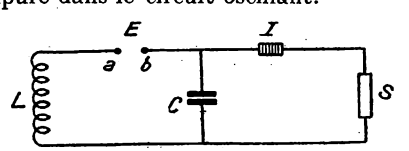


Fig. 46.

La disposition de l'émetteur est indiquée figure 46. La source S charge

le condensateur à travers une impédance I. La tension aux bornes du condensateur et, par conséquent, entre les deux électrodes de l'éclateur E croît progressivement. Elle sera bientôt suffisante pour faire éclater une étincelle entre *a* et *b*.

La résistance entre a *et* b *était infinie* avant l'éclatement. Tout se passait comme lorsque nous tournions le commutateur dans la position F, sur la figure 45.

L'éclatement de l'étincelle vient brusquement changer la face des choses. Elle provoque l'ionisation de l'air dans l'intervalle *a b* et la résistance de la coupure devient assez faible pour que la condition d'oscillation du circuit $\left(R^2 < \frac{4L}{C}\right)$ soit respectée. Aussi, la décharge du condensateur à travers *a b* sera-t-elle oscillante. Quand le condensateur est déchargé, l'étincelle s'éteint d'elle-même. Dans de nombreux systèmes on prévoit, d'ailleurs, un système de soufflage.

Les oscillations ainsi produites ne sont pas courtcircuitées par la source grâce à la présence de l'impédance I. Il faut d'ailleurs noter que le plus souvent, cette impédance est celle de la source elle-même.

Le condensateur se charge de nouveau dès que l'étincelle s'éteint.

78. Rôle et influence de l'étincelle (fig. 47). — Il est extrêmement important de bien comprendre le rôle exact de l'étincelle. Ce n'est pas l'éclatement qui est cause de la production des oscillations; la cause unique est la décharge oscillante du condensateur. *Sans aucune étincelle* le système de la figure 45 permet de produire des oscillations amorties.

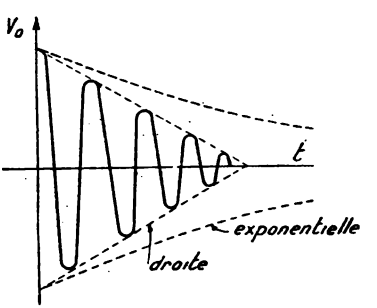


Fig. 47.

L'étincelle n'est pas autre chose qu'un commutateur automatique facile à réaliser, à vérifier et à entretenir.

Toutefois, ce moyen n'est pas parfait et présente même un certain nombre d'inconvénients qu'il ne faut pas dissimuler.

La résistance de l'étincelle dépend évidemment d'un certain nombre de facteurs mais, dans tous les cas, elle n'est nullement négligeable. Alors qu'il est facile d'établir des circuits dont le décrément est de l'ordre de 1/100, le décrément des circuits comportant un éclateur est de l'ordre de 1/10.

D'autre part, la résistance en circuit n'est pas constante. Elle varie au cours même d'une série d'oscillations; il en résulte que la loi de décroissance des amplitudes n'est plus exponentielle. On observe expérimentalement qu'elle est pratiquement linéaire : que la courbe tangente aux amplitudes successives n'est plus une exponentielle mais une droite (fig. 47).

79. Émissions ronflées. Émissions musicales. — Une émission amortie sera constituée par des trains d'oscillations successifs, d'une durée généralement très brève, séparés par des intervalles relativement importants.

Il ne faut pas confondre la *période des oscillations* (T sur la fig. 48) avec la période des *trains d'ondes* (D sur la fig. 48).

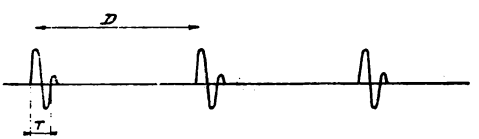


Fig. 48.

Quand la fréquence des trains d'ondes est faible et ne correspond pas à un son normalement audible (20 p:s par exemple), on dit qu'il s'agit d'une *émission ronflée.*

On dira qu'il s'agit d'une *émission musicale* si la fréquence des trains d'ondes correspond à un son normalement audible.

On obtiendra commodément des ondes amorties musicales en alimentant directement l'éclateur avec un alternateur à fréquence musicale, l'éclateur pourra tourner en synchronisme avec l'alternateur et l'on obtiendra un soufflage automatique de l'étincelle. Un tel émetteur est dit à éclateur tournant.

Avant la généralisation de l'emploi des ondes entretenues on utilisait de nombreux modèles d'éclateurs dont l'étude ne peut offrir aujourd'hui qu'un intérêt documentaire ou historique.

L'émetteur de Hertz (fig. 49) ne différait pas, en principe, de celui de la figure 46. Il comportait deux boules métalliques qui jouaient le rôle de la capacité C et en même temps du radiateur d'ondes. L'inductance était celle des connexions. Capacité et self-induction étaient très faibles, aussi les ondes produites par Hertz n'avaient-elles que quelques décimètres. C'est d'ailleurs grâce à cela qu'il put aussi facilement les

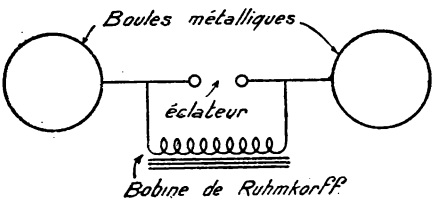


Fig. 49.

mettre en évidence et montrer qu'elles se comportaient sensiblement comme des rayons lumineux ou sonores.

80. Oscillations entretenues. — Un pendule, constitué par un corps pesant suspendu à un fil, donne l'image d'oscillations amorties. Au contraire, le balancier d une horloge subit des *oscillations entretenues*. Il faut entendre par là que toutes les oscillations ont non seulement *une période* mais encore *une amplitude* égales.

Si nous représentons des oscillations entretenues comme nous l'avons fait figure 48 pour des oscillations amorties, nous obtiendrons le diagramme figure 50. Il s'agit d'une sinusoïde et la représentation est exactement celle

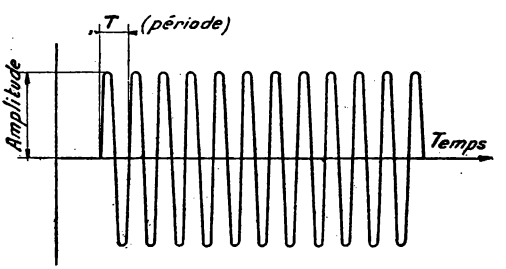


Fig. 50.

que nous avons tracée dans le tome I pour un courant alternatif. Il y a cependant une différence essentielle. C'est que *la fréquence*, au lieu d'être de 50 périodes par seconde, doit être *au moins* de plusieurs dizaines de milliers de périodes par seconde.

Ainsi, la longueur d'onde moyenne de 1 000 mètres correspond à la équence de 300 000 périodes par seconde...

81. Alternateurs haute fréquence. — Cette énorme différence nous permettra de comprendre que les moyens de production puissent, malgré l'identité qualitative des phénomènes, être notoirement différents. Néanmoins, tant qu'il s'est agi de produire des ondes longues, de plusieurs milliers de mètres, le même procédé, celui de *l'alternateur*, a pu être utilisé pour produire des *ondes entretenues*.

A cette époque, déjà lointaine, la construction d'une station d'émission ne différait pas sensiblement de celle d'une centrale électrique. Une source motrice entraînait tout simplement un alternateur à haute fréquence dont le courant était directement envoyé dans l'antenne d'émission.

Le gros problème était évidemment de construire des machines capables de produire des courants de haute fréquence avec un rendement satisfaisant. Nous avons montré (Tome I — N° 147 — page 161) que la fréquence du courant fourni était directement proportionnelle à la vitesse de rotation. Il était, en conséquence, nécessaire de construire des machines tournant à très grande vitesse. Pour réduire les frottements et, ainsi, améliorer le rendement, on faisait, dans certains cas, *tourner l'alternateur dans le vide*.

Une autre solution adoptée surtout en Allemagne, consistait à utiliser un alternateur donnant une fréquence moyenne et à multiplier cette fréquence par des moyens sur lesquels nous ne pouvons insister ici.

Le gros problème à résoudre était la stabilité de la fréquence émise. La manipulation des signaux se traduit par des variations de charge de l'alternateur. La puissance demandée au moteur est donc variable : d'où variation de vitesse et, par conséquent, de longueur d'onde. Des dispositifs régulateurs très ingénieux avaient été réalisés ainsi, d'ailleurs, que des procédés de manipulation permettant de maintenir la charge constante.

Malgré tout, l'alternateur restait dans l'impossibilité de produire des ondes entretenues plus courtes que quelques milliers de mètres.

Il fallait donc demander ce résultat à d'autres procédés dont le plus répandu était *l'arc de Poulsen*, dont il sera question un peu plus loin.

82. Entretien d'oscillations. — Les oscillations d'un pendule s'éteignent parce qu'à chaque période correspond la dégradation d'une fraction de l'énergie primitivement emmagasinée. De même, les oscillations électriques d'un circuit s'éteignent parce qu'à chaque alternance

une certaine énergie électrique est transformée en chaleur dans la résistance R. Comme cette transformation est irréversible, le courant s'éteint progressivement.

Le balancier d'une horloge électrique nous fournit l'image d'une oscillation *d'amplitude et de fréquence constantes;* c'est donc une *oscillation entretenue.* Le mécanisme d'entretien est facile à saisir. Dans la plupart des modèles, le balancier de la pendule porte un barreau aimanté NS (fig. 51) dont l'extrémité pénètre à l'intérieur d'une bobine B. Celle-ci est connectée en série avec une pile et un commutateur disposé de telle sorte qu'un contact soit établi pendant une fraction de seconde, au moment où le balancier passe par la verticale, *en allant vers la bobine*

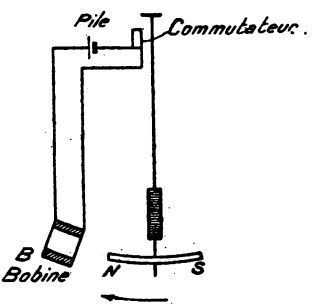


Fig. 51.

(sens de la flèche). Quand le balancier passe par la verticale, en allant dans l'autre sens, le contact reste ouvert.

Lorsque le contact est fermé, un courant traverse la bobine de telle sorte que le pôle Nord N soit attiré.

Ainsi, chaque fois que le balancier passe par la verticale, en allant vers la bobine, il reçoit une légère impulsion, dans le sens de la flèche. Il suffit que l'énergie qu'on lui transmet de la sorte soit au moins égale à celle qu'il a perdue pendant le cours de l'oscillation précédente pour que le mouvement conserve la même amplitude : *il est entretenu.*

Un enfant qui joue à l'escarpolette ne procède pas autrement. En déplaçant légèrement son centre de gravité à chaque période, il communique au système oscillant dont il fait partie une petite impulsion qui suffit à compenser les pertes.

Il est naturellement nécessaire que chaque impulsion arrive exactement *en phase* avec le mouvement. On comprend intuitivement que des impulsions réparties au hasard ne pourraient point *entretenir* le mouvement.

Ce synchronisme est obtenu automatiquement dans le cas de l'horloge

électrique, puisque c'est le balancier lui-même qui commande le commutateur. Dans une horloge mécanique, dans une montre, le mécanisme d'entretien est exactement le même. La seule différence, c'est que l'énergie est emmagasinée dans le ressort, ou dans les poids, et qu'elle est transmise sous forme d'impulsions mécaniques par le dispositif appelé *échappement.*

Il est facile de comprendre que l'équilibre exact entre les impulsions et l'amplitude du mouvement s'établisse de lui-même. En effet, supposons que l'impulsion communiquée à l'aimant corresponde à une énergie plus grande que les pertes par frottement pendant une période. On observera naturellement une augmentation d'amplitude du mouvement. Mais à cette augmentation correspondra nécessairement une augmentation des frottements, c'est-à-dire des pertes. Aussi est-il obligatoire que le mobile trouve rapidement un nouvel état d'équilibre.

On constatera, d'ailleurs, que cet équilibre n'est pas atteint immédiatement. L'amplitude augmente peu à peu, à chaque période, et c'est après un certain nombre de périodes que l'équilibre est réalisé. On saisira plus loin l'importance de cette remarque [1].

83. Notion de résistance négative. — Ce sont les différentes pertes par frottements qui produisent l'amortissement d'un pendule. *Ces frottements sont, en d'autres termes, des phénomènes irréversibles d'après lesquels une partie de l'énergie emmagasinée dans le système mobile est transformée en chaleur.* Mais cette définition s'applique aussi bien aux pertes électriques dans un circuit (pertes par effet Joule, hystérésis, courants de Foucault, etc...). Nous avons convenu plus haut d'englober délibérément toutes ces pertes dans le facteur R qui est une extension de la notion de résistance. Nous aurons, d'ailleurs, l'occasion de retrouver ce même coefficient R dans bien des pages de cet ouvrage.

Quand l'équilibre est réalisé, les impulsions transmises électriquement par la bobine B (fig. 51) ou mécaniquement par l'échappement de l'horloge, viennent donc exactement *compenser* les pertes par frottement.

Puisque les frottements sont apparemment nuls, c'est qu'on a ajouté au système un quelque chose qu'on pourrait, avec quelque raison, désigner sous le nom *d'anti-frottement.* On préfère dire que le mécanisme d'entretien a pour effet d'introduire dans le système oscillant un effet de frottement négatif. De la même manière, on sera conduit, dans le cas d'un circuit électrique, à cette même *notion de résistance négative.*

Nous pourrons donc entretenir des oscillations dans un circuit accordé

1. Influence de la constante de temps sur la rapidité des signaux et paragraphe 85.

en introduisant un dispositif capable de produire un effet *de résistance négative.* On peut chercher, dès maintenant, s'il n'est pas possible de préciser davantage cette notion.

Dans un circuit à résistance positive R on observe naturellement que toute *augmentation* d'intensité *di* se traduit par une *augmentation* de chute de tension *dv* aux bornes de R.

En d'autres termes, les variations de tension et les variations d'intensité

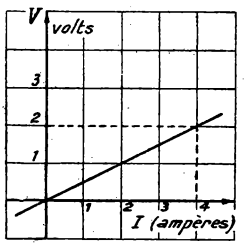


Fig. 52.

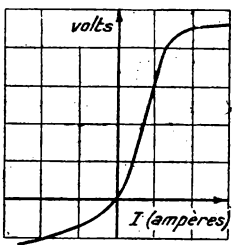


Fig. 53.

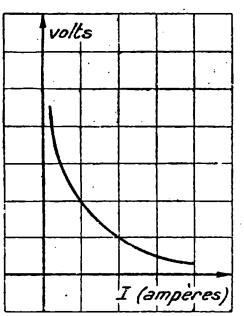


Fig. 54.

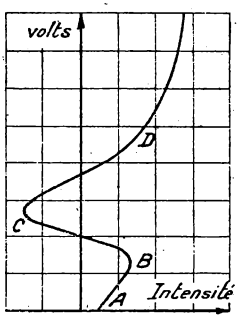


Fig. 55.

ont toujours le même signe, si bien que leur rapport *est toujours positif.* D'ailleurs, ce rapport : $\frac{dv}{di}$ est précisément la définition de la *résistance positive.*

On sera amené à considérer que la résistance est négative quand, précisément, ce rapport sera négatif. Il faut, pour cela, qu'une *augmentation* d'intensité corresponde à une *diminution* de chute de tension.

Ces notions sont traduites graphiquement sur les figures 52, 53, 54 et 55. La *caractéristique* de la figure 52 traduit simplement la loi d'Ohm. Intensité de courant et tension aux bornes sont proportionnelles. On peut facile-

ment déduire de ce diagramme que la grandeur de la résistance est de 0,5 ohms.

Sur la figure 53, le dispositif a toujours une résistance positive parce que l'inclinaison de la courbe est toujours dans le même sens. *Par contre, le système ne suit pas la loi d'Ohm.* Tension aux bornes et intensité de courant suivent une loi quelconque qui n'est pas une simple loi linéaire.

Le dispositif de la figure 54 (arc) *a une résistance négative.* L'inclinaison de la courbe est toujours dans le même sens, mais elle est opposée à celui des figures 52 et 53. Le rapport est variable et toujours négatif.

Enfin la caractéristique figure 55 est relative à un dispositif dont la résistance est tantôt *positive* et tantôt *négative.* Elle est positive dans la région AB, devient infiniment grande au point B pour devenir négative dans la région BC. Elle devient de nouveau infiniment grande en C pour devenir encore une fois positive.

84. Utilisation d'un arc voltaïque. — Lorsque, après les avoir mises en court-circuit, on écarte deux électrodes reliées à une source de courant d'une tension suffisante, on provoque *un arc voltaïque.* C'est un brillant phénomène qu'on utilisait pour l'éclairage avant la mise au point des

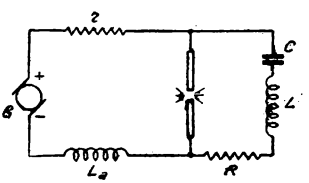


Fig. 56.

lampes à incandescence. On utilise encore l'arc quand on désire obtenir une lumière très intense et presque ponctuelle.

L'arc est encore un *phénomène électronique* ou plutôt *électroïonique.* Les gaz entre les électrodes sont ionisés au moment de la rupture et le phénomène s'entretient dès qu'il a été amorcé. Dans certaines circonstances précises, la caractéristique d'un arc est semblable à la courbe figure 54. C'est donc là un moyen de produire un effet de résistance négative.

Un émetteur d'ondes entretenues à arc sera donc constitué, en principe, comme nous l'indiquons sur la figure 56. La puissance nécessaire est fournie par un générateur à courant continu G, à travers une résistance *r* qui sert à stabiliser le fonctionnement et une inductance L_a qui s'oppose au retour des courants de haute fréquence dans le générateur G. Le circuit oscillant constitué par la capacité C, l'inductance L et la résistance R est connecté aux bornes de l'arc. Le coefficient R englobe non

seulement toutes les pertes, mais encore la résistance de rayonnement de l'antenne.

Sous la forme simple que lui avait donnée *Duddell*, son inventeur, l'arc ne pouvait fournir que des oscillations à fréquence relativement faible (d'où le nom d'arc chantant). Il faut, en effet, noter que le mécanisme met en jeu des phénomènes d'ionisation *qui ne sont nullement instantanés*.

Poulsen perfectionna le procédé de Duddell en 1903. Les deux électrodes fixes de carbone furent remplacées par une cathode tournante de charbon et une anode de cuivre rouge, refroidie par circulation d'eau. L'arc est produit dans une atmosphère d'hydrogène ou de gaz d'éclairage. Il est *soufflé* par un champ magnétique transversal. Dans ces conditions il devient possible d'entretenir des oscillations correspondant à une fréquence maximum de 100 kc/s (3 000 mètres). Le rendement en énergie peut atteindre 50 %.

La manipulation des signaux soulevait de grosses difficultés. Il était impossible de désamorcer l'arc. Un procédé communément employé consistait à courtcircuiter partiellement l'inductance d'antenne. Dans ces conditions, l'émission n'était pas coupée, mais sa longueur d'onde était changée (contre-manipulation). Les oscillations produites par les arcs étaient loin d'être sinusoïdales; d'où production de nombreux harmoniques extrêmement gênants.

85. Émetteurs à tubes électroniques. — Les tubes électroniques fournissent actuellement un moyen incomparablement plus commode pour obtenir des effets de résistance négative et, par conséquent, d'entretien des oscillations à haute fréquence. Ils permettent de produire des oscillations pures jusqu'à des longueurs d'onde quasi optiques, de quelques centimètres. On construit actuellement des tubes de quelques centièmes de watts jusqu'à des tubes géants de 500 kW, avec circulation d'eau.

L'étude des tubes à plusieurs électrodes fera l'objet de développements spéciaux qu'on trouvera plus loin. Mais nous ne saurions clore ce chapitre sans étudier, tout au moins d'une manière sommaire, le principe des différents émetteurs.

L'action par laquelle un tube à plusieurs électrodes entretient des oscillations dans un circuit est absolument comparable à celle de l'échappement de l'horloge que nous avions choisie comme base de comparaison. A chaque alternance d'un certain sens, une impulsion est produite dans le sens voulu pour compenser les pertes. Comme le dispositif qui déclanche l'impulsion est précisément celui qui impose sa fréquence au système,

on conçoit que la mise en synchronisme soit obligatoire. Dans l'horloge, c'est la longueur du pendule (distance du point de suspension au centre de gravité) qui impose sa fréquence ; dans le générateur électrique, ce sont les constantes du circuit oscillant : inductance et capacité.

On montre en chronométrie qu'il est nécessaire que l'impulsion ait lieu au moment du passage par la position d'équilibre pour que l'échappement ne modifie nullement la période du système oscillant. La même loi s'applique exactement en électricité.

86. Générateurs auto-entretenus. — Dans ces générateurs, un seul tube monté en auto-oscillateur entretient directement des oscillations

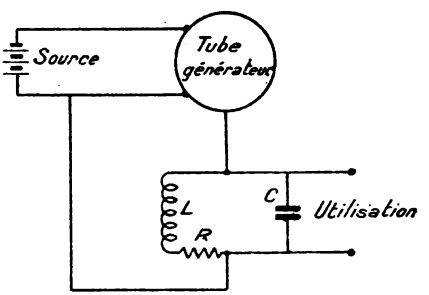


Fig. 57.

dans un circuit. C'est ce qu'on peut schématiser par le croquis figure 57. Le tube est simplement chargé de rythmer convenablement les impulsions de la source pour neutraliser les pertes dans la résistance.

Dans les montages de cette espèce, les difficultés principales viennent des réactions entre les différents circuits et le circuit oscillant. En d'autres termes, les variations dans les constantes des circuits des tubes ou celles de l'utilisation se traduisent par des variations de la fréquence émise. Le montage n'est point parfaitement stable.

D'autre part, les oscillations produites ne sont pas pures : elles comportent des composantes harmoniques qui sont relativement considérables.

Par contre, le montage a pour lui les avantages d'un rendement élevé et d'une grande simplicité.

Il n'est plus guère utilisé, à l'heure actuelle, que pour des émetteurs de petite puissance.

87. Émetteurs avec oscillateur pilote. — La solution généralement adoptée aujourd'hui est notoirement différente.

On utilise un circuit auto-générateur ***de très petite puissance,*** **lui-même**

stabilisé par un dispositif qui est généralement *un cristal de quartz*, taillé suivant certaines règles précises [1].

Ce cristal, véritable étalon de fréquence, impose au générateur d'osciller sur une fréquence bien définie.

Les oscillations stables ainsi produites sont amplifiées à l'aide de tubes de plus en plus puissants (fig. 58). Notons, en passant, qu'on construit des tubes d'une puissance *de plusieurs centaines de kilowatts.*

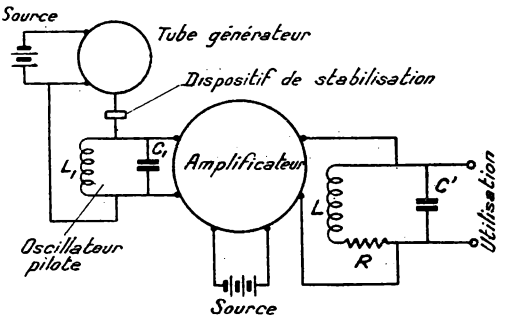


Fig. 58.

Le circuit oscillateur primaire est encore appelé l'émetteur pilote ou maître-oscillateur. Grâce à ses petites dimensions électriques et mécaniques on peut le soustraire entièrement aux influences extérieures.

L'amplificateur, s'il est bien réalisé, supprime d'une manière absolue toute réaction entre les circuits d'utilisation et le circuit oscillateur.

L'émission produite est ainsi d'une stabilité presque absolue, particulièrement précieuse sur les ondes courtes.

Dans certains cas, il est difficile de construire un émetteur pilote fournissant directement la longueur d'onde dont on a besoin.

On règle alors le pilote sur une longueur d'onde deux ou quatre fois plus grande et l'on intercale dans l'amplificateur *des circuits doubleurs de fréquence.*

88. Stabilisation par quartz. — Le dispositif stabilisateur est, en général, un cristal de quartz taillé suivant certaines lois.

Nous avons indiqué, dans le premier chapitre, que lorsqu'on comprime ou qu'on dilate une lame de certains cristaux, on faisait apparaître sur les deux faces opposées des charges électriques de signe différent.

D'autre part, une lame d'une épaisseur donnée a la propriété de vibrer sur une fréquence bien définie qui dépend principalement de sa nature

1. Nous reviendrons sur ce point dans le chapitre spécialement consacré au tube générateur.

et de ses dimensions. Il s'agit là *de vibrations élastiques*, exactement comme celles d'un diapason ou d'une corde tendue.

Mais la période propre d'une lampe de quartz assez mince est relativement très élevée; elle correspond, en fait, à des fréquences élastiques ultra-sonores. C'est ainsi qu'il n'est pas impossible de tailler des lames vibrant sur 3 000 000 hertz.

Le coefficient de température du quartz est extrêmement faible. On peut d'ailleurs enfermer le cristal dans une enceinte dont la température est maintenue rigoureusement constante. On obtient ainsi un véritable étalon de fréquences élastiques. Grâce au phénomène de piézo-électricité, on passe facilement des vibrations élastiques aux vibrations électriques (courants de haute fréquence). Ces notions seront précisées plus loin.

89. Ondes modulées. Radiotéléphonie. — Pour transmettre des signaux télégraphiques on découpe le rayonnement amorti ou entretenu *en signaux*. Il s'agit simplement d'interrompre et de rétablir l'émission en respectant un certain rythme. Le problème de la transmission de téléphonie est notoirement plus compliqué.

Nous avons montré, dans le tome I de cet ouvrage, qu'il était possible de traduire électriquement les vibrations sonores. Il faut entendre par là que le son est remplacé par des courants alternatifs complexes ayant les mêmes rapports d'amplitude et de fréquence que les vibrations originales. Un son pur sera traduit par un courant sinusoïdal, un son comportant les harmoniques pairs sera traduit par un courant complexe comportant, lui aussi, les harmoniques pairs.

L'appareil chargé de traduire les vibrations sonores en vibrations électriques est le *microphone*.

Nous avons observé que, dans certains systèmes de téléphonie, on pouvait distinguer *le courant porteur* et *le courant de modulation*. Le second a pour effet de modifier l'amplitude du premier. Nous retrouverons exactement cette analogie dans le paragraphe suivant.

90. Modulation en amplitude (fig. 59 *a*, *b*, *c*). — Nous avons également montré, dans le tome I, que toute vibration complexe pouvait être considérée comme la résultante d'une vibration simple, ayant la fréquence fondamentale de la vibration complexe et d'une série d'autres vibrations harmoniques. Dans le but de simplifier cette étude, nous pouvons donc admettre qu'il s'agit simplement de moduler une vibration simple à haute fréquence par une vibration, également simple, correspondant aux fréquences acoustiques.

La modulation consistera à faire varier périodiquement l'amplitude du courant à haute fréquence, avec la fréquence des vibrations du courant de modulation.

Les croquis, figure 59 *a*, *b* et *c*, feront sans doute mieux comprendre

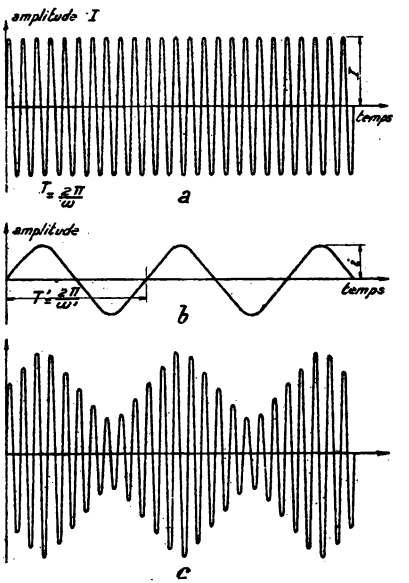


Fig. 59.

le sens de la définition précédente. Le premier nous donne l'image des oscillations à haute fréquence dont la période d'oscillation est $T = \frac{2\pi}{\omega}$, ω étant la pulsation.

A la ligne suivante, nous trouvons le diagramme du courant à fréquence téléphonique, qu'il faut, en quelque sorte, graver ou imprimer dans les oscillations à haute fréquence. La période est $T' = \frac{2\pi}{\omega'}$.

Enfin, nous avons figuré en *c* le résultat de l'opération de la modulation. Il serait faux de prétendre que la fréquence de ces oscillations est celle des oscillations à basse fréquence *(b)*. La fréquence est demeurée celle des oscillations à haute fréquence, *mais l'amplitude varie à la fréquence des oscillations de basse fréquence.*

D'après cela, on conçoit pourquoi le courant *a* est désigné sous le nom *d'onde porteuse*, le courant *b* est le *courant de modulation* ou *modulateur*

et le résultat *c* est un *courant de haute fréquence modulé en amplitude.*

Il convient d'ailleurs de noter que, pour la clarté du dessin, nous avons été amené à choisir des fréquences qui sont beaucoup moins différentes que dans la pratique. En effet, la fréquence de *a* est seulement 10 fois plus grande que celle de *b*. En réalité, on sera, par exemple, amené à moduler une onde de 300 mètres par une fréquence de 1 000 cycles/seconde. Le rapport des fréquences est alors $\frac{10^6}{10^3}$ ou 10^3. Il est donc 100 fois plus grand que dans la figure 59.

91. Étude mathématique. — Il est particulièrement instructif de chercher à quoi correspond physiquement la modulation d'une vibration de pulsation ω par une vibration de pulsation ω'. Si l'amplitude maximum en l'absence de modulation est I (partie droite du croquis 59 *c*) et si *i* est l'amplitude maximum du courant de modulation, il est évident que l'amplitude, à un moment donné, sera donnée par la relation :

$$\boxed{i_m = (I + i \sin \omega' t) \sin \omega t.}$$

Il faut, en effet, remarquer que : 1° la fréquence du courant modulé reste la même, l'équation est donc de la forme : $y \sin \omega t$; 2° l'amplitude moyenne reste la même et, de plus, l'amplitude instantanée varie avec une pulsation ω'. On arrive ainsi à la relation ci-dessus qui peut s'écrire :

$$\boxed{i_m = I \sin \omega t + i \sin \omega' t \sin \omega t}$$

$$= I \sin \omega t + \frac{i}{2} 2 \sin \omega' t \sin \omega t.$$

Mais on peut remarquer que :

$$2 \sin \omega' t \sin \omega t = \cos (\omega - \omega') t - \cos (\omega + \omega') t$$

$$\boxed{i_m = I \sin \omega t + \frac{i}{2} \cos (\omega - \omega') t - \frac{i}{2} \cos (\omega + \omega') t.}$$

Ce qui se traduit par le résultat physique remarquable suivant :

Un courant de fréquence F, modulé par un courant de fréquence *f*, se comporte exactement comme la résultante de trois courants dont les fréquences sont respectivement : F, F + *f* et F — *f*.

Tout se passe donc, en définitive, comme si nous étions en présence de trois oscillations d'amplitude maximum invariable. Une des composantes *a*) figure 60, a exactement la fréquence et l'amplitude de l'onde porteuse supposée non modulée. Quant aux deux autres composantes, elles sont écartées d'un intervalle égal à la fréquence de modulation, de part et d'autre de l'onde porteuse et leur amplitude respective est égale à la moitié de l'amplitude du courant de modulation.

Si nous utilisons une échelle proportionnelle des fréquences, ces composantes occuperont des positions symétriques par rapport à l'onde porteuse.

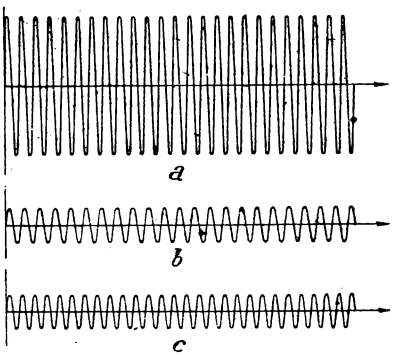


Fig. 60.

Elles seront d'autant plus écartées que la fréquence de modulation sera plus grande.

Nous avons expliqué dans le tome I ce qu'on devait entendre par *spectre* d'une fonction périodique complexe. Si, en utilisant la même

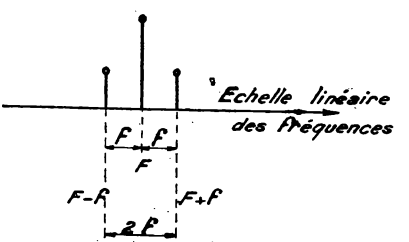


Fig. 61.

méthode avec une échelle linéaire, nous traçons le spectre d'une oscillation modulée, nous obtiendrons le résultat figure 61.

92. Bandes de modulation. — Nous arrivons ainsi à ce résultat extrêmement important que les oscillations modulées ne correspondent pas à une seule fréquence bien définie, mais qu'elles occupent, en réalité, *une certaine bande de fréquences.*

La largeur de cette bande dépend essentiellement des fréquences de modulation.

Si les fréquences de modulation atteignent, au maximum, la fréquence f, la largeur de bande de la transmission sera de $2f$.

D'une manière plus générale encore, si les oscillations sont modulées

D'une manière plus générale encore, si les oscillations sont modulées par des fréquences s'échelonnant entre f_1 et f_2 on constatera que la largeur de bande est $2f_2$ (f_2 étant la plus grande fréquence de modulation) et que toutes les composantes de modulation sont incluses dans deux *bandes de modulation*, larges de $f_2 - f_1$, et situées de part et d'autre de la fréquence

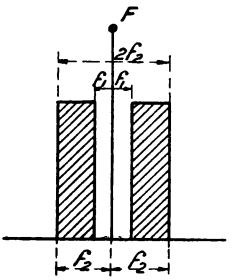


Fig. 62.

porteuse (fig. 62). *Les bandes de modulation* sont encore appelées assez souvent : *bandes latérales* (1)

92 bis. Conséquences. Récepteurs sélectifs. — Les conséquences. qui peuvent découler des remarques précédentes sont *d'une extrême importance.* Nous aurons l'occasion de les étudier en détail par la suite, mais il nous semble nécessaire de souligner immédiatement quelques résultats.

Supposons qu'il s'agisse, par exemple, de recevoir une émission faite sur une longueur d'onde de 1 500 mètres (ou 200 kHz) et modulée à la fréquence 5 000 hertz.

L'émission occupera évidemment une largeur de bande de 10 kilohertz et s'étendra, en réalité, depuis 195 jusqu'à 205 kHz .

Si le récepteur utilisé n'était sensible qu'à la fréquence 200 kHz, il est certain que seule la composante à fréquence 200 kHz pourrait agir sur lui. Celle-ci est une onde entretenue pure. *Aussi observerait-on la disparition complète de toute modulation.*

Pour que celle-ci garde exactement le caractère qu'elle avait dans la transmission originale, il faudra que le récepteur garde exactement la même sensibilité entre 205 et 195 kHz, ou, si l'on préfère, entre 1 460 et 1 540 mètres environ.

En pratique, le récepteur n'agira jamais comme le récepteur théorique cité plus haut, mais il présentera une sensibilité d'autant plus faible qu'on s'écartera davantage de la fréquence de résonance. Aussi pourra-t-on observer une réduction progressive d'amplitude des composantes de modulation à mesure que leur fréquence augmente.

(1) Voir compléments en appendice à la fin de ce chapitre ; en particulier, le cas d'une bande latérale unique (B.L.U.).

93. Profondeur de modulation. — L'examen de la figure 59 peut suggérer cette idée que le courant de modulation est, en quelque sorte, imprimé ou gravé dans les oscillations porteuses. Mais une gravure peut être plus ou moins profonde. En d'autres termes, on peut utiliser une partie plus ou moins grande de l'amplitude de l'onde porteuse. Ainsi, pour une même fréquence, la modulation sera d'une profondeur moyenne dans le schéma 59 *c*. Elle sera moins profonde dans la partie AB de la figure 63, elle aura une profondeur nulle de B en C et elle aura, au contraire, une profondeur maximum de C en D, puisque, à certains moments, l'onde porteuse est pratiquement annulée.

Le rapport entre l'amplitude maximum de l'onde porteuse et l'amplitude maximum de la modulation donne précisément une mesure de ce *taux* ou de cette profondeur de modulation. C'est le rapport $\frac{i}{I}$ qui s'exprime généralement en %. Dans le cas figure 59 *c*, le taux de modulation est de : 1/2 ou 50 %.

Dans la partie AB, figure 63, il est de : 0,5/2 ou 25 %.

Dans la partie BC, il est de zéro.

Dans la partie CD, il est de 2/2 ou 100 %.

On pourrait définir aussi bien le taux de modulation en raisonnant non plus sur intensité, mais sur la tension instantanée. Ce serait alors le rapport $\frac{v}{V}$.

93 bis. Remarques pratiques sur la profondeur de modulation. On a évidemment intérêt à augmenter le plus possible le taux de modulation. On peut, à ce sujet, reprendre exactement la comparaison de la téléphonie avec courant porteur. Ce dernier n'est qu'un intermédiaire. L'intensité d'audition ne dépend point de l'intensité du courant porteur, elle ne dépend que de l'amplitude totale des variations du courant téléphonique. Dans le cas présent on dira que la puissance utile dépend essentiellement de la profondeur de modulation.

Il n'est point possible, on le comprend sans peine, d'utiliser le taux de modulation maximum. En effet, une transmission radiotéléphonique, quelle qu'elle soit, comprend forcément *des nuances*, c'est-à-dire des variations d'intensité. S'il s'agit d'un morceau de musique, certains passages sont joués *piano*, d'autres sont joués *forte*, voire même *fortissimo*. Nous avons appris en acoustique que le rapport des niveaux entre « piano » et « fortissimo » était fort important. Si nous admettons que la profondeur

de modulation soit réglée à 100 % pour le fortissimo, elle ne sera plus, en moyenne, que d'une valeur beaucoup plus réduite [1]. Pratiquement *le taux moyen* de modulation ne dépasse point 30 à 50 %.

D'ailleurs, un taux voisin de 100 % n'est réalisable pratiquement ni à l'émission ni à la réception; dans les deux cas il se traduit *par de la distorsion*, c'est-à-dire par une déformation des vibrations à transmettre.

On remarquera, en effet, que *si la puissance moyenne* de l'émetteur ne change pas avec la profondeur de modulation, il n'en est pas de même *de la puissance instantanée* qui est proportionnelle au carré de l'intensité instantanée. Ainsi, au point X (fig. 63), par exemple, la puissance instan-

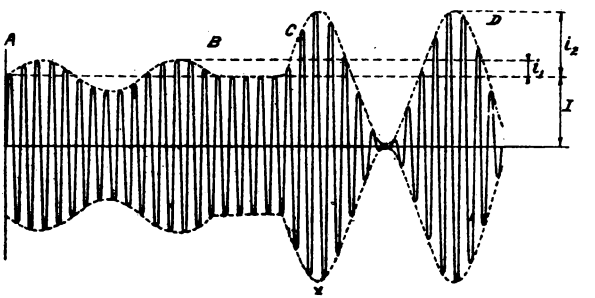


Fig. 63.

tanée fournie par l'émetteur *est quatre fois plus grande* que la puissance moyenne. Si l'émetteur est incapable de fournir cette pointe, s'il n'a pas la réserve de puissance nécessaire, il y aura déformation de la modulation et distorsion.

En conséquence, il est d'autant plus difficile d'obtenir une *modulation linéaire* parfaite, que la profondeur de modulation est plus grande.

Les émetteurs anglais de la B.B.C., dont les transmissions sont certainement les meilleures d'Europe, et peut-être du monde, ont une profondeur de modulation relativement faible.

D'après ce qui précède, on comprendra que le taux de modulation ne peut pas dépasser 100 %. Si l'amplitude du courant de modulation devient supérieure à celle du courant à moduler, il y a évidemment suppression de ce dernier pendant certaines fractions de la période. Il en résulte encore des déformations importantes.

93 ter. Premières remarques sur la Modulation de fréquence. — Dans la modulation en amplitude, on agit sur la grandeur de l'ampli-

1. Voir appendice, page 137.

tude, mais non sur la fréquence de l'onde porteuse. On peut aussi imaginer une modulation en fréquence dans laquelle l'amplitude demeure constante. Ainsi, si le courant de modulation est sinusoïdal, l'onde modulée présentera une variation sinusoïdale de fréquence en fonction du temps : Ce système se prête particulièrement bien à la radiodiffusion à très haute fidélité sur les gammes d'ondes courtes et ultra courtes (ondes métriques, fréquences porteuses de 80 à 120 Mc/s) et il présente une protection très efficace contre les parasites (travaux d'Armstrong).

Nous l'exposerons en détail dans le Chapitre XVIII de ce tome II, après avoir étudié les tubes électroniques.

APPENDICE DU CHAPITRE V

I. — Valeur efficace des éléments des oscillations amorties.

(Voir Mesny, page 37. Tome I.)

Une émission amortie est constituée par des *trains d'oscillations* fort courts que séparent des intervalles de silence relativement longs. On peut néanmoins définir *l'intensité efficace* exactement comme dans le cas d'un courant alternatif. C'est l'intensité d'un courant continu dont les effets, dans un circuit purement résistant et non *rayonnant*, seraient exactement les mêmes.

On aurait donc, en prenant un temps égal à une seconde :

$$i^2_{eff} = \int_0^1 i^2 dt.$$

Mais s'il y a N trains d'oscillations en une seconde nous pouvons écrire :

$$i^2_{eff} = N \int i^2 dt.$$

L'intégrale s'appliquant à une décharge complète du condensateur que nous pouvons supposer infiniment longue.

L'intensité de courant instantanée est donnée par :

$$i = I\, e^{-at} \sin \eta t.$$

En intégrant cette expression, on trouve (voir Mesny, page 38, tome I) :

$$i_{eff} = \frac{I\eta}{2} \sqrt{\frac{N}{a\,(a^2 + \eta^2)}}$$

et, comme on peut, en général, négliger a^2 par rapport à η^2, la formule simplifiée est

$$i_{eff} = \frac{I}{2} \sqrt{\frac{N}{a}}.$$

II. — Puissance d'une émission modulée.

D'après ce qui a été étudié dans les chapitres précédents, on peut comprendre que *la puissance utile* d'une émission radiotéléphonique est tout entière contenue dans les *bandes latérales*. Les amplitudes maxima des bandes latérales sont égales

à $\frac{i}{2}$, i étant l'amplitude maximum du courant téléphonique — ou de modulation. La puissance correspondante est donc proportionnelle à $\frac{i^2}{4}$ et, comme il y a deux bandes latérales, la puissance totale utile est proportionnelle à $\frac{i^2}{2}$. Mais, d'après la définition donnée, si le taux de modulation est :

$$m = \frac{i}{I}$$

d'où $i = mI$.

La puissance utile est donc proportionnelle à $\frac{m^2 I^2}{2}$.

La puissance représentée par l'onde porteuse est proportionnelle à I^2.

La puissance totale fournie par l'émetteur est proportionnelle à

$$I^2 + \frac{m^2 I^2}{2}$$

ou

$$I^2 \left(1 + \frac{m^2}{2}\right).$$

III. — Émission sans onde porteuse.

Dans les meilleures conditions possibles, c'est-à-dire quand la profondeur de modulation est égale à 1 ou 100 %, la puissance totale fournie par l'émetteur est proportionnelle à $1 + \frac{1}{2}$ quand la puissance utile est proportionnelle à $\frac{1}{2}$. C'est-à-dire que le tiers seulement de la puissance produite est, en réalité, utilisée.

Mais, puisque la puissance de l'onde porteuse ne sert à rien, on peut envisager sa suppression. C'est le principe utilisé dans *les transmissions sans ondes porteuses*. On obtient ce résultat au moyen de dispositifs particuliers appelés « modulateurs équilibrés ».

L'économie de puissance ainsi réalisée est notable, puisque, dans le cas le moins favorable l'onde porteuse représente les 2/3 de la puissance produite. On rapprochera cette solution de celle qui consiste à supprimer le courant continu porteur dans une transmission téléphonique. Il y a toutefois une différence importante. On peut considérer le courant continu comme un courant de fréquence zéro. Les rapports entre fréquence de modulation et fréquence porteuse sont additifs et soustractifs. Rien n'est donc changé quand on supprime la fréquence zéro.

Mais, dans le cas présent, il s'agit d'une fréquence bien définie. *Aussi devient-il nécessaire de rétablir exactement cette fréquence à la réception*, au moyen d'un petit générateur local.

Bien que simple en principe, le problème soulève en pratique des difficultés assez grandes.

La porteuse localement produite doit être rigoureusement synchrone. Elle doit reproduire celle de l'émetteur non seulement *en fréquence* mais en *phase*. Cela soulève des difficultés considérables. Le seul moyen pratique consiste à ne pas supprimer entièrement la fréquence porteuse mais à en réduire seulement l'amplitude. A la réception, on peut utiliser cette porteuse résiduelle pour synchroniser un oscillateur local. Ce procédé est peu intéressant d'abord, à cause de sa complication, ensuite parce que la largeur de bande occupée par l'émission demeure la même.

IV. Systèmes de modulation à bande latérale unique (B.L.U.)

Si l'on supprime une bande latérale, on obtient une transmission à bande latérale unique. On obtient cette fois une économie de 50 %

de largeur de bande. On arrive à ce résultat en utilisant un modulateur équilibré et une série de filtre.

Quand on supprime l'onde porteuse, il faut naturellement la reconstituer à la réception. Mais, cette fois on peut se contenter d'une certaine approximation en ce qui concerne la fréquence. D'autre part, la position de phase n'est pas aussi impérative. De telles transmissions sont couramment utilisées dans les services officiels. Elles ne permettent pas d'obtenir une grande qualité de reproduction (distorsion) mais l'intelligibilité peut demeurer très acceptable.

V. — Modulation avec porteuse commandée.

Sans aller aussi loin que ces solutions extrêmes, on peut imaginer des dispositifs tels que l'amplitude de l'onde porteuse varie automatiquement en accord avec l'amplitude du courant de modulation. On obtient ainsi, tout en conservant les nuances, une émission dont la profondeur de modulation se maintienne automatiquement voisine de 100 %.

Il est évident que ce système ne pourrait être utilisé en radiodiffusion, car la sensibilité des récepteurs est automatiquement corrigée par l'amplitude de l'onde porteuse (régulateur antifading).

VI. — Taux de modulation et nuances musicales. Aplatissement des contrastes.

Lorsque le taux de modulation est trop faible, la réception est défectueuse pour cette simple raison que la puissance utile est elle-même très faible. Les bruits perturbateurs inévitables (ronflements à l'émetteur comme au récepteur, parasites divers, etc...) sont alors du même ordre d'amplitude que la modulation. Il est donc nécessaire qu'en moyenne, le taux de modulation demeure supérieur à ce minimum.

Dans un morceau musical quelconque, le taux de modulation minimum correspondra aux passages *piano* ou *pianissimo*. Mais, dans ce même morceau, existeront des passages *forte* et *fortissimo*. On peut apprécier *en décibels* l'écart de niveau qui existe entre ces deux extrêmes. Cet écart dépend d'ailleurs de l'œuvre musicale elle-même aussi bien que des artistes qui l'interprètent.

Connaissant le niveau qui correspond au taux minimum de modulation et celui qui correspond au maximum voisin de 100 % on peut en exprimer le rapport. Or, il est facile de montrer que cet écart est, pour la plupart des œuvres musicales, inférieur au rapport trouvé pour les nuances extrêmes. Il est donc impossible de traduire exactement, dans les meilleures conditions, les œuvres musicales. La solution adoptée d'une manière générale consiste *à réduire artificiellement les contrastes*. En conséquence, dans un récepteur du modèle courant, l'écart entre les nuances est moindre que dans l'audition directe. Le *pianissimo* est trop fort et le *forte* ne l'est pas assez. Pour rendre à la musique son accent réel il n'est d'autre solution que de rétablir les choses dans l'ordre, au moment de la reproduction. Ce ne serait pas une chose impossible si *la loi de compression* était connue. Mais, en général, le soin d'aplatir les nuances est confié à un opérateur qui n'obéit qu'à ses propres réflexes.

VII. — Réalité des bandes de modulation. Sténode radiostat.

Il y a quelques années, des techniciens anglais et, en particulier, le Dr. Robinson, ont mis en doute l'existence réelle des bandes de modulation. Ils n'ont voulu voir dans cette conception qu'un artifice purement mathématique ne correspondant à

rien de concret. A leurs yeux une seule chose était réelle : les variations d'amplitude de l'onde porteuse.

Ils ont voulu en déduire qu'on pouvait construire des récepteurs d'une sélectivité aussi grande qu'on le désirait et permettant cependant la reproduction de toutes les fréquences musicales. Il suffisait de compenser la diminution d'amplification des fréquences aiguës par un gain supplémentaire de l'amplificateur.

Il semble bien qu'aujourd'hui la chose soit entièrement jugée. On ne peut mettre en doute l'existence réelle des bandes de modulation. On peut, certes, construire des récepteurs très sélectifs et cependant relativement fidèles, en compensant les fréquences aiguës, mais c'est sans doute grâce à un phénomène accessoire que nous étudierons plus loin (démodulation).

CHAPITRE VI

Réception. Circuit oscillant. Récepteur. Sélectivité. Couplage.

94. Généralités. — Le phénomène du rayonnement est réversible. Quand des courants de haute fréquence parcourent un conducteur, il y a production de rayonnement, surtout si le conducteur réalise certaines conditions qui ont été définies plus haut. De même, quand un conducteur qui réalise ces mêmes conditions est placé dans un champ de rayonnement, il est le siège de courants de haute fréquence. Ceux-ci sont la copie fidèle, mais à échelle réduite, des courants qui parcouraient le radiateur d'onde. Le conducteur du poste récepteur sera naturellement désigné sous le nom de *collecteur d'ondes.*

Ces courants de haute fréquence, engendrés par l'antenne réceptrice, représentent une certaine *puissance électrique,* laquelle, dans certains cas, sera suffisante pour actionner directement certains dispositifs (écouteur téléphonique) et, dans d'autres, pourra agir sur des *relais* ou *dispositifs amplificateurs* qui lui substitueront d'autres courants, d'une amplitude plus grande, empruntés à une source locale.

Mais l'espace est simultanément sillonné par des quantités de rayonnements ayant diverses origines. Parmi ceux-ci, il faut pouvoir choisir celui qui nous intéresse et, pour cela, mettre en jeu des *dispositifs sélectifs.* Le plus répandu de ces derniers est le circuit accordé que nous avons déjà étudié longuement dans les chapitres précédents et dans le premier tome de cet ouvrage [1].

95. Circuit accordé récepteur. — Le circuit accordé de réception peut être schématisé comme nous l'avons indiqué sur les figures 64 ou 65. Dans certains cas (circuit d'antenne) on doit admettre que la force électromotrice alternative est en série; dans d'autres cas (fig. 65) on doit considérer qu'elle est en parallèle (circuit anodique de lampe).

1. Voir tome I, nos 169 à 176, pages 189 à 201.

Nous avons appris dans le tome I que les résultats étaient, en quelque sorte, réciproques.

C'est ainsi que, dans le premier cas, l'impédance du circuit est minimum à la résonance et qu'elle est maximum dans le second cas.

Cette symétrie dans les résultats nous évitera de faire deux fois les mêmes calculs et les mêmes raisonnements.

Il sera particulièrement intéressant de chercher comment le circuit se comporte au voisinage de la résonance.

Remarquons en passant que cette étude a été faite dans le tome I, au moyen des constructions vectorielles. Les graphiques qui ont été tracés permettent de suivre les variations des différentes quantités

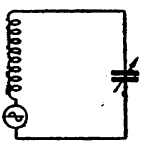


Fig. 64.

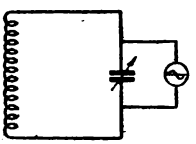


Fig. 65.

intéressantes (tensions aux bornes des éléments, tension totale, etc...). Nous engageons vivement nos lecteurs à se reporter à cette étude.

Nous allons, dans les paragraphes suivants, aborder la même question, sous un angle différent.

96. Courbe de résonance. — La courbe de résonance d'un circuit est un graphique qui exprime comment varie l'intensité dans ce circuit, ou la tension aux bornes, quand on fait varier la fréquence de la force électromotrice.

Les amplitudes de courant ou de tension sont évidemment proportionnelles à la force électromotrice. Celle-ci étant constante pendant la mesure, la courbe demeure identique quelle que soit l'échelle choisie pour les ordonnées. C'est pour cette raison qu'on porte en ordonnées, soit le rapport $\frac{I}{I_{max}}$ ou $\frac{E}{E_{max}}$, soit leur carré, soit encore les rapports inverses.

On utilise aussi, ainsi que nous le verrons plus loin, l'expression de ces rapports en *décibels*. Cet emploi du décibel est justifié à condition d'utiliser la formule que nous avons donnée pour exprimer les rapports de tensions ou d'intensités.

$$N_{db} = 20 \log_{10} \frac{I}{I_{max}}.$$

Les quantités I_{max}, E_{max} sont les valeurs correspondant à la résonance.

Il est commode d'utiliser en abscisse la variation relative de fréquence par rapport à la fréquence de résonance: $f_0 = \frac{\omega}{2\pi}$, c'est-à-dire : $\frac{f_0 - f}{f_0}$ ou ce qui revient au même $\frac{\omega - \eta}{\omega}$, ω étant la pulsation correspondant à la résonance et η celle qui correspond au désaccord.

Le relevé expérimental d'une courbe de résonance est chose facile. On injecte dans le circuit une force électromotrice constante, mais dont on fait varier la fréquence et on mesure l'intensité de courant par un moyen quelconque.

D'après les formules établies dans le premier tome et dans le précédent

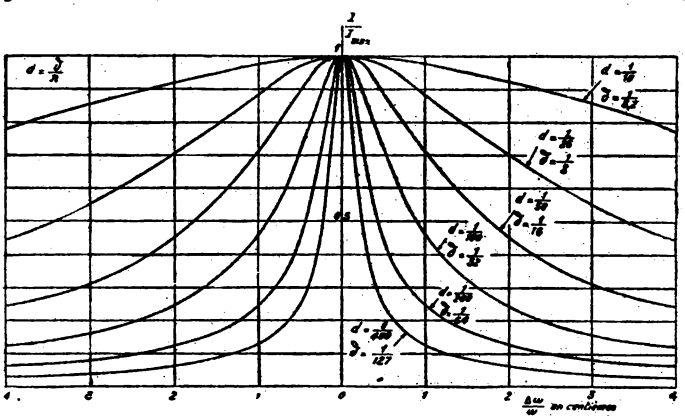


Fig. 66.

chapitre, on peut pressentir que l'allure de la courbe obtenue puisse différer notablement suivant la grandeur des différents coefficients d'amortissement.

Il en est bien ainsi. Les courbes de la figure 66 l'indiquent nettement. Pour une même fréquence de résonance, les courbes ont été établies pour différentes valeurs du décrément logarithmique δ. Rappelons que d, appelé aussi parfois improprement *décrément*, est égal à $\frac{\delta}{\pi}$ et que le coefficient de surtension s est l'inverse de d. Les coefficients de surtension des circuits correspondant à la figure variaient donc depuis 10 jusqu'à 400.

97. Équation d'une courbe de résonance. — Il est intéressant de chercher à fixer l'expression mathématique, tout au moins approchée, d'une courbe de résonance en fonction, par exemple, du coefficient de surtension Q (ou coefficient de qualité du circuit).

Il s'agit donc d'établir, par exemple, une formule donnant la valeur du rapport I^2/I^2_{max} ou de son inverse I^2_{max}/I^2 en fonction de Q, ω, fréquence de résonance, et η, fréquence correspondant au désaccord.

A la résonance, tout se passe comme si le circuit était uniquement résistant, l'intensité de courant I_{max} est inversement proportionnelle à R et I^2_{max} à R^2.

Pour la fréquence η l'intensité de courant est inversement proportionnelle à $\sqrt{R^2 + \frac{L^2}{\omega^2}(\omega^2 - \eta^2)^2}$, ce qui découle immédiatement des formules données dans le premier tome.

Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{I^2_{max}}{I^2} = \frac{R^2 + \frac{L^2}{\omega^2}(\omega^2 - \eta^2)^2}{R^2}$$

ou encore :

$$= 1 + \left[\frac{L}{R\omega}(\omega^2 - \eta^2)\right]^2$$

Or $\omega^2 - \eta^2$ peut s'écrire $(\omega + \eta)(\omega - \eta)$. Si ω et η sont peu différents on fait une erreur négligeable en remplaçant $\omega + \eta$ par 2ω. D'où :

$$\omega^2 - \eta^2 = 2\omega(\omega - \eta), \text{ ou encore } = 2\omega^2 \frac{(\omega - \eta)}{\omega}$$

Mais $\frac{\omega - \eta}{\omega}$ est l'expression du désaccord relatif que l'on peut désigner par x.

En remplaçant, il vient :

$$= 1 + \left(\frac{2L\omega x}{R}\right)^2$$

et, on remarque que $\frac{L\omega}{R}$ est précisément le facteur de surtension Q :

$$= 1 + 4s^2x^2.$$

Mais si l'expression choisie comme ordonnée de la courbe n'est pas $\frac{I^2_{max}}{I^2}$ mais son inverse $\frac{I^2}{I^2_{max}} = y$

$$\boxed{y = \frac{1}{1 + 4\,Q^2x^2}}$$

98. Facteur de sélectivité. — La sélectivité d'un circuit est cette qualité qui lui permet de favoriser davantage la fréquence de résonance par rapport aux autres fréquences.

On convient de nommer *facteur de sélectivité* désigné par S l'expression

1. Voir en appendice page 156, note II.

simplifiée des rapports $\frac{I_{max}}{I}$ ou $\frac{E_{max}}{E}$ en fonction du désaccord $\omega - \gamma_1$ ou $\Delta\omega$, supposé petit. C'est précisément l'expression trouvée précédemment :

$$S^2 = 1 + 4\,Q^2 x^2$$

dans laquelle $x^2 = \left(\frac{\omega - \gamma_1}{\omega}\right)^2$ ou $\frac{(\Delta\omega)^2}{\omega^2}$

et $$Q = \frac{L\omega}{R}.$$

Cherchons à exprimer cette expression non plus en fonction du facteur de surtension mais de la constante de temps $\frac{2L}{R} = \theta$.

$$S^2 = 1 + \frac{4L^2\omega x^2}{R^2}$$

ou $$S^2 = 1 + \theta^2\omega^2 x^2.$$

Remplaçons x^2 par sa valeur :

$$S^2 = 1 + \theta^2\,(\Delta\omega)^2$$

ou $$S = \sqrt{1 + \theta^2\,(\Delta\omega)^2}$$

ou, si l'on préfère maintenir la valeur de θ

$$\boxed{S = \sqrt{1 + \left(\frac{2L}{R}\,\Delta\omega\right)^2}.} \qquad (5)$$

Cette formule montre que la sélectivité d'un circuit oscillant est d'autant plus grande que la *résistance est plus petite* et que le coefficient *de self-induction est plus important.*

Toutefois, il ne faut pas perdre de vue que cette expression ne peut avoir de sens que pour des écarts relatifs assez petits.

Son extension à des valeurs importantes du désaccord conduirait à des résultats absurdes.

99. Largeur de bande passante (fig. 67). — On peut encore considérer que l'expression $S = \frac{I_{max}}{I}$ $\left(\text{ou } \frac{E_{max}}{E}\right)$ est la fonction qui donne l'affaiblissement relatif à un désaccord $\Delta\omega$. En remplaçant, dans cette équation, la quantité $\frac{2L}{R}$ par son équivalent $\frac{2\,Q}{\omega}$ il vient

$$S = \sqrt{1 + 4\,Q^2\left(\frac{\Delta\omega}{\omega}\right)^2}.$$

Mais il peut être intéressant de connaître *la largeur de bande* correspondant à un affaiblissement S donné. La courbe de résonance étant symé-

trique il est évident que nous obtiendrons l'expression de cette largeur de bande en cherchant la valeur de $2\Delta\omega$ (voir fig. 67).

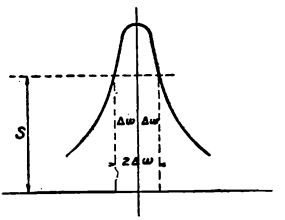


Fig. 67.

En élevant au carré, nous pouvons écrire :

$$S^2 = 1 + 4\,Q^2\,\frac{(\Delta\omega)^2}{\omega^2}$$

d'où $$\Delta\omega = \frac{\omega}{2\,Q}\sqrt{S^2 - 1}$$

et $$l = 2\Delta\omega = \frac{\omega}{Q}\sqrt{S^2 - 1}.$$

100. Mesure graphique de coefficient de surtension. — La formule précédente nous permet d'imaginer un moyen pratique pour déterminer le facteur de surtension d'un bobinage.

Tirons, en effet, la valeur de Q

$$\boxed{Q = \frac{\omega}{l}\sqrt{S^2 - 1}.}$$

Lorsque dans cette formule nous faisons $\sqrt{S^2 - 1} = 1$ (c'est-à-dire $S = \sqrt{2}$) l'inverse de la largeur de bande relative nous donne une mesure du coefficient de surtension.

La règle pratique sera donc la suivante. *On tracera la courbe de résonance en portant, en ordonnées, le rapport* $\frac{I}{I_{max}}$ *ou* $\frac{E}{E_{max}}$. *Les abscisses seront les variations relatives de fréquence ou de pulsation* $\frac{\Delta f}{f}$ *ou* $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ *exprimées, par exemple, en centièmes (courbes de la fig.* 66). *On tracera l'ordonnée correspondant à un affaiblissement de* $\frac{1}{\sqrt{2}}$ *ou* 0,707 *ou encore* 3 *décibels — l'inverse de la largeur de bande totale exprimé en centièmes donnera la valeur du coefficient* s.

Le résultat est facile à vérifier sur la figure 66 et, de plus, nous donnons deux exemples de détermination sur la figure 68. La précision de cette méthode n'est évidemment point très grande.

On peut d'ailleurs montrer que l'erreur correspondant à $S\sqrt{2}$ est de l'ordre de $\frac{1}{2Q}$.

Pour de très faibles valeurs de s, la méthode donne des résultats inexacts parce que la formule appliquée n'est valable que pour un désaccord assez petit. Quand Q est lui-même très petit, il faut introduire un désaccord important pour que l'atténuation soit égale à 0,7.

En résumé, si la méthode peut donner une idée précise des ordres de

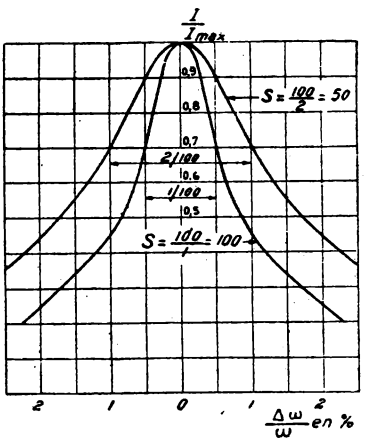


Fig. 68.

grandeur, elle n'est utilisable, en pratique, que sous certaines réserves.

La même méthode s'applique évidemment lorsque les rapports $\frac{I}{I_{max}}$ ou $\frac{E}{E_{max}}$ sont traduits en décibels. On tiendra seulement compte de ce fait que le rapport $\frac{1}{\sqrt{2}}$ correspond à — 3 décibels.

101 Couplage des circuits. — On dit que les deux circuits sont couplés lorsque des variations de courant produites dans un des circuits déterminent l'apparition de courants induits dans l'autre circuit. Lorsque les actions mutuelles deviennent faibles, on dit que le couplage est *lâche*. On dit qu'il est *serré* dans le cas contraire. Nous verrons plus loin comment on peut préciser ces notions.

Le primaire et le secondaire d'un transformateur sont des circuits présentant un couplage *extrêmement serré*. Les circuits habituellement

utilisés en haute fréquence présentent des couplages beaucoup plus lâches que dans cet exemple. C'est pour cette raison que l'étude théorique des circuits couplés doit se faire avec une méthode bien différente.

Cette étude est extrêmement délicate et nous ne pouvons qu'en donner ici les plus importants résultats. Nos lecteurs en trouveront une étude très détaillée et plus complète dans le tome I de *Radioélectricité générale* par R. Mesny (pp. 51 à 120).

102. Modes de couplage. — Il serait fastidieux de passer en revue toutes les méthodes possibles de couplage. Nous nous bornerons à signaler les principales.

Couplage électromagnétique (fig. 69*a*, *b*, *c*). — Il existe un coefficient d'induction mutuelle entre les deux circuits. Ce couplage peut être obtenu

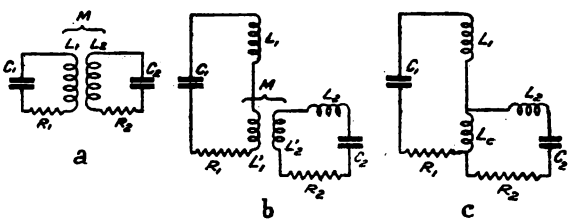


Fig. 69.

entre la totalité des inductances (fig. 69*a*), entre une partie seulement (fig. 69*b*) ou même parce qu'il existe une portion d'inductance qui est commune aux deux circuits.

Couplage statique (fig. 70*a*, *b*). — Les deux circuits, au lieu d'être couplés par un champ magnétique sont couplés par un champ électrique.

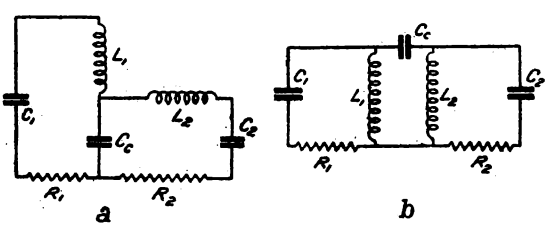


Fig. 70.

Le croquis figure 70 correspondrait au croquis 69c. On pourrait, d'ailleurs, imaginer facilement des croquis correspondant aux autres schémas.

Couplage ohmique ou galvanique (fig. 71). — Le couplage est obtenu par une résistance commune aux deux circuits (fig. 71).

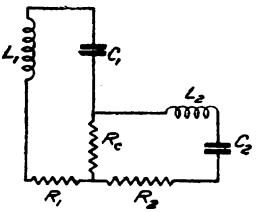


Fig. 71.

Couplages mixtes (fig. 72, fig. 73). — On peut aussi combiner les moyens précédents et obtenir des couplages mixtes. Ainsi, le croquis figure 72

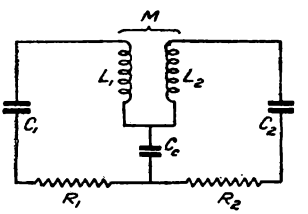


Fig. 72.

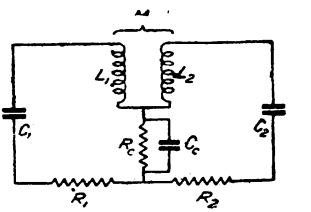


Fig. 73.

correspond à un couplage électromagnétique grâce au coefficient d'induction mutuelle et électrostatique, grâce à la capacité de Cc.

Le montage figure 73 est une combinaison des trois méthodes. On comprendra facilement, d'après cela, que les variantes puissent être innombrables.

Il suffit, d'ailleurs, d'étudier un seul cas pour que les résultats obtenus puissent être utilisés dans les autres cas.

En conséquence, nous nous bornerons à étudier le cas figure 69 qui présente un intérêt pratique évident, parce que son emploi est extrêmement répandu en radio.

103. Aperçu du problème général. — Il est facile d'imaginer pourquoi l'étude complète de la question, sans soulever des difficultés insurmontables, est cependant assez complexe.

Étant donnés deux circuits couplés, on peut, par exemple, étudier :

a) Comment, pour une fréquence donnée, varie l'impédance du circuit I, quand on modifie la fréquence propre du circuit II.

b) **Comment varie l'impédance de I, pour une fréquence variable, en fonction de la fréquence propre de II.**

c) Comment varie l'intensité ou la tension dans le circuit II quand on modifie la fréquence d'excitation.

d) De quelle forme sont les oscillations libres, c'est-à-dire celles qui se développent dans les deux circuits à la suite d'un choc électrique, en fonction, soit du degré de couplage, soit des fréquences propres.

e) Comment se comportent les circuits en oscillations contraintes, c'est-à-dire quand on injecte à l'un d'eux une force électromotrice sinusoïdale.

d) Reprendre la plupart des problèmes précédents en fonction des caractéristiques d'amortissement des deux circuits.

Etc..., etc...

Devant l'impossibilité de traiter tous ces cas, nous nous bornerons à quelques observations pratiques d'application immédiate.

Soit les deux circuits de la figure 69*a*. Il existe un coefficient d'induction mutuelle entre les deux bobines dont la valeur non négligeable est M.

La valeur de l'impédance du circuit L supposé seul, pour un courant alternatif de pulsation ω a été déterminée dans le premier tome, c'est-à-dire qu'en l'absence du circuit II nous pouvons connaître facilement la valeur efficace de l'intensité de courant.

Mais nous approchons maintenant le circuit II. Si I_1 est le courant dans le primaire, nous induirons dans le secondaire une tension alternative de pulsation ω et dont la valeur efficace sera

$$E_2 = \omega M I_1.$$

Sous l'influence de cette force électromotrice un courant prend naissance dans le secondaire, courant qui induit à son tour une force électromotrice $\omega M I_2$ dans le circuit primaire. Il est donc évident que l'intensité efficace dans le primaire se trouvera modifiée, ce que nous traduirons en disant que le fait d'approcher le circuit secondaire a modifié l'impédance du primaire. Cette modification peut, d'ailleurs, avoir lieu dans un sens ou dans l'autre.

Le rapport entre les intensités, dans le circuit primaire et le circuit secondaire est

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{M\omega}{Z_2}$$

Z_2 étant l'impédance du circuit secondaire supposé seul. L'expression précédente est encore appelée rapport de transformation du système.

On sait (voir Tome I) que M se comporte exactement comme un coeffi-

cient de self-induction dont la grandeur peut être définie par l'expression :

$$\boxed{M = k\sqrt{L_1 L_2}} \quad \text{(M et L en henrys).}$$

k pouvant varier depuis -1 jusqu'à $+1$, en passant par zéro. Le coefficient k ainsi défini est appelé *coefficient de couplage.* En pratique on ne peut guère, en valeur absolue, dépasser des couplages supérieurs à 0,6.

Mais l'action mutuelle des circuits dépend aussi de leur qualité, c'est-à-dire des pertes pour chacun d'eux, pertes qui sont représentées par les coefficients R_1 et R_2. Dans les calculs, on est amené à considérer également *le degré de couplage* qui est égal à :

$$\boxed{n = \frac{M\omega}{\sqrt{R_1 R_2}}} \quad \text{(M en henrys, R en ohms).}$$

Ce coefficient permet de préciser les notions *de couplage lâche et de couplage serré.* En effet, suivant qu'il est plus grand ou plus petit que 1 les phénomènes diffèrent très notablement.

Aussi dira-t-on que le couplage est *lâche* quand n est plus petit que 1 et qu'il est *serré* dans le cas contraire.

Le cas spécial $n = 1$ est souvent désigné sous le nom de couplage critique.

104. Cas de deux circuits identiques. Filtre de bande. — Un cas particulièrement intéressant en radio est le couplage de deux circuits identiques, accordés chacun séparément sur la même fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Le premier circuit est soumis à une force électromotrice $E \sin \gamma_1 t$; il s'agit d'étudier l'intensité de courant dans le secondaire quand γ_1 varie et pour différentes valeurs du couplage.

a) *Couplages lâches.*

$$n = \frac{M\omega}{\sqrt{R_1 R_2}} < 1.$$

Il est évident que si $R_1 = R_2 = R$ la condition devient donc

$$\frac{M\omega}{R} < 1. \quad \text{(M en henrys, R en ohms).}$$

Les variations d'intensité dans le secondaire reproduisent, à plus faible échelle, les variations d'intensité dans le primaire.

Le secondaire prélève une certaine énergie dans le primaire, ce qui se traduit par une diminution d'intensité, à mesure que croît le couplage. Le maximum d'intensité secondaire, ainsi que le maximum d'intensité primaire, correspondent rigoureusement à la fréquence propre des deux circuits.

Nous avons tracé figure 74 les courbes de l'intensité secondaire pour différentes valeurs du coefficient n. Nous avons porté en abscisse le rapport $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ (ou, ce qui revient au même $\frac{\Delta f}{f}$) exprimé en centièmes.

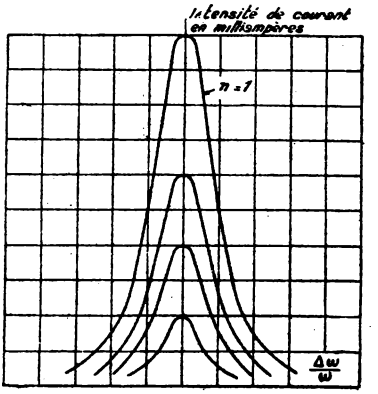


Fig. 74.

b) *Couplage critique.* — La courbe correspondante est tracée également sur le même graphique. Elle correspond au maximum de puissance absorbée par le secondaire.

c) *Couplages serrés.*

$$n = \frac{M\omega}{R} > 1.$$

Le phénomène change immédiatement d'aspect. On observe qu'il y a deux maxima de l'intensité secondaire situés symétriquement de part et d'autre de la résonance $\frac{\Delta\omega}{\omega} = 0$, tout au moins pour des couplages qui ne s'écartent pas trop de la valeur critique. A mesure que la valeur de n s'accroît, les deux maxima qui étaient d'abord rapprochés au point d'être peu distincts, s'écartent de plus en plus. Il est remarquable de constater que l'intensité maxima secondaire demeure très sensiblement égale à celle qui correspond au couplage critique. En réalité, elle est très légèrement inférieure et cette différence tend à s'accroître quand le couplage s'accroît.

Il est intéressant de pouvoir situer l'emplacement de ces deux maxima, par rapport à la fréquence de résonance.

On peut établir (voir Mesny, tome I, page 78, paragraphe 13c) que le

carré du rapport des intensités de courant $\left(\frac{I_{2max}}{I_2}\right)^2$ dans le secondaire est donné par l'expression :

$$\left(\frac{I_{2max}}{I^2}\right)^2 = \frac{1}{\varsigma^2} = 1 + \left[\frac{2\,(1 \pm k)}{d'}\,\frac{\Delta\omega}{\omega_s}\right]^2.$$

Dans cette expression k est le coefficient de couplage défini plus haut. d' est une quantité égale $\frac{R}{L\omega}$; c'est donc, en réalité, une variable.

$$\Delta\omega = \omega - \omega_s$$

ce qui revient à prendre ω_s pour origine des abscisses.

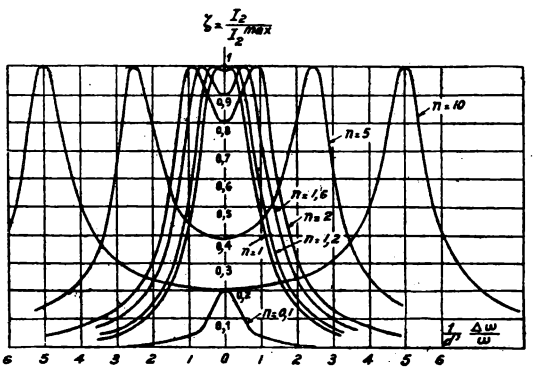
Les pulsations qui correspondent aux deux maxima satisfont à la relation approchée

$$\eta^2 = (1 \pm k)\ \omega_s^2.$$

D'où les deux valeurs

$$\boxed{\omega_s' = \frac{\eta}{\sqrt{1 + k}} \quad \text{et} \quad \omega_s'' = \frac{\eta}{\sqrt{1 - k}}.}$$

On peut en déduire que les deux fréquences de résonance sont symétriques par rapport à la fréquence propre des circuits.



Fig, 75.

On trouvera, figure 75, une série de courbes correspondant aux conditions suivantes :

$$d = \frac{1}{100} \text{ (c'est-à-dire } s = 100).$$

n variant depuis 1 jusqu'à 10.

Une courbe relative à $n = 0,1$ a également été figurée.

La figure 76 correspond à un couplage très fort.

$$d = \frac{1}{100}$$
$$n = 50$$
$$k = 0{,}5.$$

On remarquera que, dans ce dernier cas, les deux résonances ne correspondent plus à des courbes semblables.

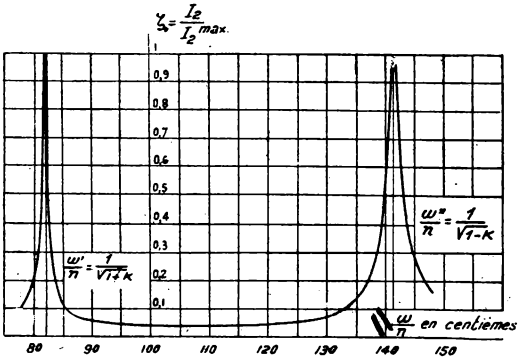


Fig. 76.

105. Voisinage du couplage critique. — L'étude du cas précédent est particulièrement intéressante au voisinage du couplage critique.

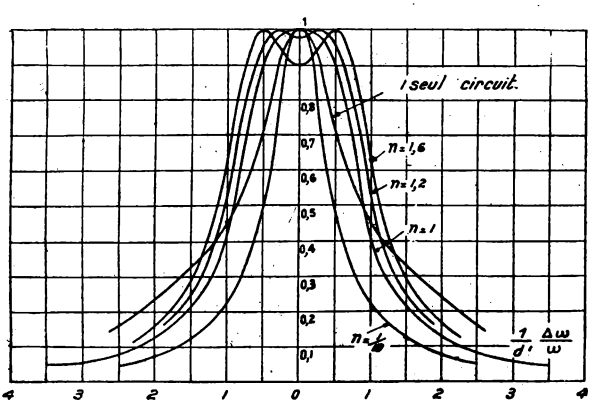


Fig. 77.

C'est, en effet, dans ces conditions qu'on utilise habituellement les circuits couplés en radio-réception. Nous avons tracé, à plus grande échelle, sur la figure 77, les courbes correspondant à un couplage assez voisin

du couplage critique ($n = 1, 1{,}2, 1{,}6$) ainsi que la courbe relative à un couplage assez faible ($n = 1/10$).

Pour permettre de faire la comparaison nous avons tracé, également, la courbe relative à un seul circuit de même coefficient de surtension et toutes les courbes ont été ramenées à la même valeur de I_{max}. On remarquera les points suivants :

a) En dépassant légèrement le couplage critique on observe tout d'abord un élargissement très net du sommet de la courbe. Les deux circuits constituent alors un véritable filtre de bande. Comme, d'autre part, le couplage critique correspond au maximum d'énergie transmise entre les deux circuits, la sensibilité du système demeure excellente.

b) Il faut remarquer également que la zone dans laquelle on peut considérer l'ensemble comme un filtre de bande est extrêmement réduite. Dans le cas présent, le degré de couplage *doit varier entre* 1 *et* 1,2 *ou* 1,3 *environ*. Pour $n = 1{,}6$ il y a deux maxima fort nets, l'atténuation de la partie centrale correspond déjà à 10 % (soit 1 db), ce qui n'est déjà plus négligeable. *Par conséquent, pour obtenir cet effet, un réglage extrêmement précis est nécessdire.*

c) Il ne faut pas oublier que le degré de couplage n est, dans le cas présent

$$\frac{M\omega}{R}$$

c'est-à-dire un coefficient *qui varie* avec la fréquence et avec R. On peut en déduire les conséquences suivantes :

1. Si, pour deux circuits donnés, le couplage convenable est réalisé par une certaine pulsation ω_1, il ne sera plus réalisé par une pulsation notablement différente ω_2. Suivant que ω_2 sera plus grand ou plus petit on observera un changement dans l'allure des courbes, et l'on pourra, par exemple, passer de $n = 1{,}6$ à $n = 0{,}8$.

Si les deux circuits I et II doivent être accordés sur une large bande de fréquence (cas des circuits d'accord), il est nécessaire de modifier le coefficient M, de telle sorte que $M\omega$ demeure constant.

2. La grandeur de M (définie par $M = k\sqrt{L_1 L_2}$), pour obtenir une courbe de même allure, dépend de la *qualité* des circuits puisque le facteur R, coefficient de perte de chacun des circuits, intervient dans la détermination de n.

Ainsi, pour obtenir un effet de filtre de bande, il faut coupler davantage des circuits de mauvaise qualité.

d) Quand la fréquence de résonance ω est fixe on peut déterminer n à volonté. Mais en passant par exemple de $n = 0{,}1$ à $n = 1{,}6$ on modifie

à volonté la largeur de bande. C'est donc un moyen extrêmement simple d'obtenir des circuits *à sélectivité variable.*

e) Nous avons tracé sur la figure 77 la courbe relative à un seul circuit de même qualité. Il est important de remarquer que, pour des faibles écarts, la sélectivité du circuit unique est meilleure. *Par contre, elle est beaucoup plus mauvaise pour des écarts importants.* L'emploi de deux circuits couplés n'est donc pas justifié quand il s'agit de séparer deux stations voisines. Il faudrait, pour cela, réaliser un couplage tel que $n = 1/10$, par exemple, mais, dans ce cas, la perte de sensibilité serait considérable.

106. Cas du couplage statique. Couplage mixte. — On peut montrer que toutes les conclusions précédentes s'appliquent au cas où les deux circuits sont couplés par une capacité C_c commune aux deux circuits (fig. 70 *a*). Dans les calculs on serait amené à remplacer la quantité

$$n = \frac{M\omega}{R}$$

par

$$n' = \frac{1}{RC_c\omega}. \quad \text{(R en ohms, C en farads, } \omega = 6{,}28\,f\text{).}$$

La condition de couplage critique est cette fois, $n' = 1$.

Les quantités C_c et ω passant au dénominateur, elles agiraient, naturellement, en sens inverse. C'est ainsi qu'une augmentation de ω correspondrait à une diminution de couplage, alors que ce serait le contraire s'il s'agissait d'un couplage électromagnétique. On ferait le même raisonnement pour C_c.

On peut mettre cette observation à profit pour réaliser des circuits dont le couplage soit sensiblement constant quand ω varie. En effet, quand le couplage par le condensateur diminue, le couplage par induction mutuelle augmente. On conçoit donc qu'il soit possible d'obtenir une compensation et qu'en déterminant judicieusement les éléments C_c et M on puisse réaliser un couplage sensiblement constant quand ω varie. Un tel circuit est indiqué figure 72.

Quand la capacité de couplage est disposée comme dans la figure 70 *b*, le couplage *augmente* avec la fréquence.

APPENDICES DU CHAPITRE VI

I

Facteur de sélectivité de plusieurs circuits identiques faiblement couplés.

Par analogie avec ce qui précède (paragraphe 98) on peut définir le facteur de sélectivité de plusieurs circuits faiblement couplés par le rapport $\frac{I_{pmax}}{I_p}$.

I_{pmax} est l'intensité de courant dans le circuit de rang p à la résonance ($\omega = \eta$) et I_p pour une valeur $\Delta\omega$.

On arrive à l'expression (Mesny, tome I, p. 127) :

$$S = \sqrt{1 + (\theta \sqrt{p})^2 (\Delta\omega)^2}$$

dans laquelle θ est la constante de temps d'un circuit isolé.

On arrive donc à cette conclusion que l'ensemble se comporte comme un circuit dont la constante de temps serait $\sqrt{p}$ fois plus grande. *Mais cette conception n'est valable que pour des désaccords extrêmement petits et des couplages extrêmement faibles.*

En présence d'une série de circuits accordés sur la même fréquence et dont les couplages peuvent être considérés comme lâches (cas des circuits couplés par lampe à plusieurs électrodes) il convient d'étudier séparément chaque cas avant d'en tirer une conclusion.

II

Équation d'une courbe de résonance (page 117).

On a, en effet : $I^2 = \frac{E^2}{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$ ainsi que $\eta = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

De cette dernière expression on peut tirer :

$$C = \frac{1}{L\eta^2}.$$

Remplaçons C par sa valeur dans l'expression

$$\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2.$$

On obtient $\left(L\omega - \frac{L\eta^2}{\omega}\right)^2$ ou $L^2\left(\omega - \frac{\eta^2}{\omega}\right)^2$.

Développons l'expression entre parenthèses :

$$L^2\left(\omega^2 + \frac{\eta^4}{\omega^2} - 2\eta^2\right); \text{ ce qui peut s'écrire :}$$

$$\frac{L^2}{\omega^2}(\omega^4 + \eta^4 - 2\eta^2\omega^2) \text{ ou, enfin } \frac{L^2}{\omega^2}(\omega^2 - \eta^2)^2.$$

III

Compléments sur les Circuits couplés

Généralités.

On dit, en principe, que deux circuits sont *couplés* lorsqu'une variation d'intensité dans un circuit provoque une variation correspondante d'intensité dans l'autre circuit. Le couplage peut s'effectuer d'un grand nombre de manières différentes. Pour qu'un couplage existe il suffit, par exemple, qu'une impédance quelconque soit commune aux deux circuits.

On peut aussi coupler les circuits par l'intermédiaire d'un *champ de force*, soit électrique, soit magnétique.

L'étude complète du couplage est extrêmement compliquée car il faut faire intervenir un très grand nombre de paramètres. On peut, toutefois, la simplifier en éliminant les cas qui ne sont pratiquement jamais utilisés.

Nous nous bornerons donc à examiner ici le cas du *couplage magnétique*. Il convient d'ailleurs de souligner que les résultats auxquels nous parviendrons peuvent être très facilement généralisés et s'appliquer à d'autres modes de couplage.

Circuits inductivement couplés.

La figure 77 *bis* permet de comprendre l'influence exercée sur le circuit primaire, c'est-à-dire L_1 C_1 R_1, par la présence duu circit secondaire L_2 C_2 R_2, dès lors qu'existe

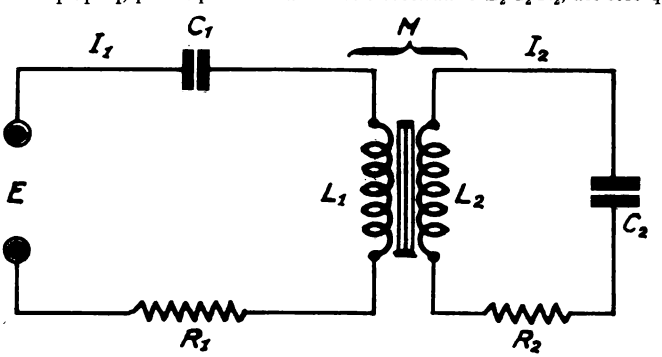


Fig. 77 *bis*

un couplage représenté par le coefficient d'induction mutuelle M. En effet, puisque une tension $-j\omega I_1 M$ est induite dans le circuit secondaire, *une certaine puissance électrique est dissipée dans la résistance* R_2. Il faut bien que cette énergie soit fournie par la source connectée en E. En conséquence, la présence du circuit secondaire doit nécessairement modifier l'impédance du circuit primaire. D'une manière plus précise, on aura :

$$E = I_1 Z_1 + j\omega I_2 M \qquad (1)$$

$$O = I_2 Z_2 + j\omega I_1 M \qquad (2)$$

En éliminant I_2 entre ces deux expressions on trouve :

$$\boxed{E = I_1 \left(Z_1 + \frac{M_2 \omega^2}{Z_2} \right)} \qquad (3)$$

On peut donc en déduire que tout se passe comme si une impédance $\frac{M^2\omega^2}{Z_2}$ *avait été connectée en série avec l'enroulement primaire.*

On notera bien qu'il s'agit là d'une *impédance* c'est-à-dire, d'une grandeur vectorielle pouvant varier en *intensité* et en *direction* (phase).

Pour comprendre le comportement des circuits couplés, il est absolument essentiel de se souvenir que l'impédance rapportée dans le circuit primaire provoque le même déphasage que l'impédance secondaire, *mais avec une inversion de signe.*

C'est ainsi, par exemple, que si l'impédance du circuit secondaire provoque un déphasage *en avant* de 15° de l'intensité sur la tension, l'impédance rapportée au circuit primaire provoquera le même déphasage, *mais en arrière.*

Il est facile d'interpréter physiquement cette observation. En effet, introduire une réactance de self-induction dans le circuit secondaire doit nécessairement se traduire par une augmentation d'intensité dans le circuit primaire, c'est-à-dire en fait, par une diminution de la réactance de self-induction totale.

Diminuer la réactance de self-induction d'un circuit est une opération qui peut être obtenue en ajoutant dans ce circuit une *réactance de capacité...* C'est précisément le sens physique du changement de signe que nous signalons plus haut.

C'est en vertu de cette même observation que, dans un transformateur industriel, la mise en court-circuit plus ou moins totale de l'enroulement secondaire se traduit par une diminution de la réactance de self-induction du circuit primaire.

Il ne faudrait cependant pas comparer le cas que nous étudions à celui du transformateur industriel fonctionnant à la fréquence de 50 hertz. Dans ce dernier cas, les deux enroulements sont couplés de telle manière qu'ils soient traversés par le même flux magnétique.

En d'autres termes, il n'y a que des fuites magnétiques négligeables.

Dans le cas présent, au contraire les fuites magnétiques sont considérables. Il en résulte que l'étude des circuits doit être entreprise d'une manière tout à fait différente et, qu'en particulier, la notion de rapport de transformation perd à peu près la totalité de son intérêt.

Importance du couplage critique. Couplage lâche et couplage serré.

Le comportement des circuits couplés dépend essentiellement de l'importance des réactions du circuit secondaire sur le circuit primaire, c'est-à-dire, en pratique de la grandeur de

$$M^2\omega^2/Z_2$$

En réalité, il faut également faire intervenir la grandeur des coefficients de self-induction L_1 et L_2. On est ainsi amené à définir le *coefficient* de couplage comme :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \qquad (4)$$

Quand L_1 et L_2 sont traversées par le même flux (pas de fuite magnétique) on a précisément :

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \qquad (5)$$

il en résulte que k ne peut jamais être supérieur à 1.

Dans un transformateur industriel bien établi, la valeur de k serait très voisine

de 1 (grâce à la présence d'un circuit magnétique).

Dans un transformateur à haute fréquence il est pratiquement impossible de dépasser $k = 0{,}6$.

Un autre coefficient important est le *degré de couplage*, encore appelé *indice de couplage* dont la valeur est :

$$n = \frac{M\omega}{\sqrt{R_1 R_2}} \tag{6}$$

A l'inverse du précédent, le coefficient n peut prendre des valeurs plus grandes, égales, ou inférieures à 1.

Un cas particulier fort important est précisément celui qui correspond à $n = 1$. On dit alors qu'il s'agit du *couplage critique.*

Dans ces conditions on a évidemment :

$$\frac{M\omega}{\sqrt{R_1 R_2}} = 1$$
$$\text{et} \quad M = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\omega} \tag{7}$$

On voit immédiatement que si la réactance de l'enroulement secondaire est égale à R_2 (cas de la résonance), la résistance reportée par l'enroulement secondaire dans le circuit primaire est précisément :

$$\left(\frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\omega}\right)^2 \times \frac{\omega^2}{R_2}$$

c'est-à-dire : R_1.

Tout se passe alors comme si le secondaire introduisant dans le circuit primaire une résistance précisément égale à la résistance R_1. Si l'on considère le circuit primaire comme une source de résistance interne R_1, on sait que le maximum de puissance puisée dans cette source correspond justement à une résistance d'utilisation égale à la résistance interne. On peut donc en déduire ce résultat extrêmement important que le couplage critique correspond *au maximum de puissance disponible dans l'enroulement secondaire.*

Cette condition étant réalisée, la puissance disponible dans le secondaire sera égale à la puissance dissipée dan l'enroulements primaire et le rendement de l'opération sera de 50 %.

Toutes les autres valeurs de M amèneront un rendement plus faible.

Le cas du couplage critique est donc d'un évident intérêt. Par définition, on dira qu'un *couplage est lâche* quand n sera inférieur à 1 c'est-à-dire :

$$\frac{M\omega}{\sqrt{R_1 R_2}} < 1 \qquad \textit{couplage lâche}$$

Quand, au contraire, on aura :

$$\frac{M\omega}{\sqrt{R_1 R_2}} > 1$$

on dira qu'il s'agit d'un *couplage serré.*

Le comportement des circuits est très différent suivant leur degré de couplage, l'analyse ci-dessous va nous le faire comprendre.

Analyse physique des circuits couplés.

Avant de préciser les différents éléments des circuits couplés par l'analyse mathématique, il est essentiel de chercher à en comprendre le comportement.

Couplage lâche.

Le coefficient d'induction mutuelle M est petit. Il en résulte que l'impédance rapportée dans le circuit primaire $M^2\omega^2/Z_2$ est elle-même très faible. En conséquence la présence de l'enroulement secondaire ne se traduira que par des variations peu importantes de l'intensité dans le circuit primaire.

Il en sera de même, d'ailleurs, si l'impédance Z_2 du circuit secondaire est très grande. Dans ces conditions, malgré la présence de l'enroulement secondaire et la grandeur de M, l'intensité dans le circuit primaire ne sera pratiquement pas modifiée.

C'est ce qu'on pourra observer, par exemple, si le circuit secondaire constitue un circuit accordé dont la fréquence de résonance est très différente de la fréquence des courants traversant l'enroulement primaire.

En revanche, l'influence de l'enroulement secondaire pourra être considérable, même si le couplage est très faible, quand l'impédance du circuit secondaire sera elle-même très faible. Tel sera le cas d'un enroulement secondaire en court circuit ou *celui d'un enroulement secondaire en résonance avec la source alimentant le circuit primaire.* Dans ce cas, l'impédance serait réduite à R_2 (circuit résonnant-série).

Il est alors facile de prévoir que la variation de l'intensité dans le circuit primaire reproduit très exactement celle de l'intensité dans le circuit secondaire. Ce sera donc une courbe de résonance.

Couplage serré.

L'analyse du couplage serré est beaucoup plus complexe. Prenons le cas particulier le plus usuel ou primaire et secondaire sont accordés sur la même fréquence $f_0 = \omega_0/2\pi$ et où l'enroulement secondaire présente un facteur de surtension très élevé — c'est-à-dire — en fait, une résistance R_2 petite.

Dans ces conditions, à la résonance, la puissance empruntée au circuit primaire sera relativement faible puisqu'elle est égale à $R_2 I_2^2$ et que R_2 est petit. En dehors de la résonance, l'enroulement secondaire se présente comme une réactance de capacité ou une réactance de self-induction, suivant le sens du désaccord. Cette variation de réactance autour de la résonance est considérable puisque le circuit secondaire est de bonne qualité.

Il en résulte que l'impédance ramenée dans le circuit primaire $M^2\omega^2/Z_2$ est considérable.

Pour les fréquences inférieures à celle de la résonance, l'impédance $M^2\omega^2/Z_2$ est une réactance de *self-induction* alors que celle du circuit primaire est une réactance de *capacité.* Cela résulte de l'inversion de signe indiquée plus haut. Ces deux réactances étant de signe contraire, il en résulte une diminution de la réactance totale et, par conséquent, une *augmentation de l'intensité.*

Ainsi se trouve expliqué ce fait bien connu que l'intensité de courant, dans le circuit primaire (et, par voie de conséquence dans le circuit secondaire) est plus élevée qu'à la résonance.

Pour des fréquences supérieures à celle de la résonance, le même phénomène se produit. Cette fois, les deux réactances — celle de l'enroulement primaire et celle de l'enroulement secondaire sont de signe contraire, mais le résultat global est le même.

En conséquence pour un couplage très serré, on observe deux valeurs maximales d'intensité correspondant à des fréquences situées de part et d'autre de la fréquence de résonance. L'écart qui sépare les deux valeurs maximales est d'autant plus grand que le couplage est plus serré — ou — d'une manière plus précise que le degré de couplage est plus grand.

Les variations d'intensité dans le circuit primaire et dans le circuit secondaire ont sensiblement les mêmes formes.

Etude mathématique d'un couplage lâche.

Il est intéressant de rechercher comment varie l'intensité dans le circuit secondaire I_2 en fonction de la fréquence. On prendra comme référence la valeur I_{02} de l'intensité à la fréquence de résonance. La sélectivité pourra s'exprimer graphiquement par la courbe I_{02}/I_2 tracée en fonction de $f = \omega/2\pi$.

Si la force électromotrice induite dans l'enroulement secondaire est E_2 — on peut écrire :

$$I_2 = E_2/Z_2 \qquad \text{avec} \qquad E_2 = M\omega I_1$$

A la résonance, on avait évidemment :

$$I_{02} = \frac{E_{02}}{R_2} \qquad \text{avec} \qquad E_{02} = M\omega_0 I_{01}$$

puisque l'impédance de l'enroulement secondaire était alors réduite à R_2.

En conséquence le rapport cherché est :

$$\frac{M\omega_0 I_{01}}{M\omega I_1} \times \frac{Z_2}{R_2}$$

c'est-à-dire :

$$\boxed{\frac{\omega_0}{\omega}\,\frac{I_{01}}{I_1} \times \frac{Z_2}{R_2}} \qquad (8)$$

Mais $\dfrac{I_{01}}{I_1}$ exprime la sélectivité du circuit primaire et Z_2/R_2 celle du circuit secondaire considéré seul. On peut admettre que ω_0/ω est peu différent de 1. On peut donc en déduire *que la sélectivité totale du transformateur est égale au produit de la sélectivité des deux enroulements qui le constituent.*

Le facteur de sélectivité d'un circuit pour de faibles désaccords est donné par :

$$S = \sqrt{1 + 4\,Q^2\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2} \qquad (9)$$

ou, en posant $2\,Q\,\Delta\omega/\omega_0 = x$ pour simplifier l'écriture :

$$S = \sqrt{1 + x^2} \qquad (10)$$

Dans le cas présent, on aura donc :

$$S_t = \sqrt{(1 + x_1^2)}\ \sqrt{1 + x_2^2}$$

$$\boxed{S_t = \sqrt{(1 + x_1^2)\ (1 + x_2^2)}} \qquad (11$$

Enfin, si les circuits primaire et secondaire sont identiques et possèdent le même facteur de surtension :

$$S_t = 1 + x^2$$

ou

$$1 + 4\,Q^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \qquad (12)$$

Dans tous les cas, la tension fournie par le transformateur est égale à la tension induite dans l'enroulement secondaire $M\omega_0 I_1$, multipliée par le facteur de surtension Q_2 du secondaire c'est-à-dire :

$$\frac{L_2\,\omega_0}{R_2}$$

Cas du couplage serré (1).

L'impédance équivalente du circuit primaire est :

$$Z_1 + M^2\omega^2/Z_2$$

L'intensité dans le circuit primaire est :

$$I_1 = \frac{E}{Z_1 + M^2\omega^2/Z_2}$$

La tension induite dans l'enroulement secondaire est :

$$-j\omega\,MI_1$$

L'intensité dans l'enroulement secondaire :

$$-\frac{j\omega MI_1}{Z_2}$$

ou, en remplaçant I_1 par sa valeur :

$$-\frac{j\omega\,ME}{Z_1 Z_2 + M^2\omega^2}$$

Mais nous avons d'autre part :

$$Z_1 = R_1 + j\left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right) \qquad (13)$$

$$Z_2 = R_2 + j\left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right) \qquad (14)$$

en posant, pour simplifier,

$$\omega/\omega_0 = y$$

on obtient, en remarquant que :

$$I_2 = E_2/Z_2$$

$$I_2 = \frac{-j\,E\omega\,M}{R_1R_2 - \left(1 - \frac{1}{y^2}\right)\omega^2L_1L_2 + (\omega M)^2 + j\left(1 - \frac{1}{y^2}\right)(\omega\,L_1R_2 + \omega\,L_2R_1)}$$

En divisant en haut et bas par $\omega^2\,L_1L_2$ et en remarquant que :

$$Q_1 = L_1\,\omega/R_1$$

$$k = M/\sqrt{L_1L_2} \qquad \text{ou} \qquad k^2 = M^2/L_1L_2$$

(1) *N.d.l.A.* — Nous avons suivi ici la méthode simple indiquée par F.-E TERMAN dans *Radio Engineering.*

On obtient :

$$I_2 = \frac{-jEk}{y\omega_0\sqrt{L_1L_2}\left[k^2 + \frac{1}{Q_1Q_2} - \left(1 - \frac{1}{y^2}\right)^2 + j\left(1 - \frac{1}{y^2}\right)\left(\frac{1}{Q_1} \times \frac{1}{Q_2}\right)\right]} \quad (15)$$

Il est facile de déterminer le maximum de cette expression au moyen d'un raisonnement déjà fait plus haut. L'énergie prélevée par l'enroulement secondaire sera maximum quand la réactance reportée dans le circuit primaire sera une résistance pure précisément égale à la résistance de l'enroulement primaire :

Cela suppose qu'il y a résonance avec la fréquence d'excitation $f_0 = \omega_0/2\pi$ et que, d'autre part la valeur du couplage est critique

$$n = \frac{M\omega_0}{\sqrt{R_1R_2}} = 1$$

On peut d'ailleurs exprimer également cette condition importante en fonction des facteurs de surtension. Ceux-ci étant respectivement $L_1\omega_0/R_1$ et $L_2\omega_0/R_2$. On trouve que la valeur de k doit être de :

$$\frac{1}{\sqrt{Q_1Q_2}} \quad (16)$$

Dans le cas assez fréquent en pratique ou les deux circuits sont identiques on aurait :

$$\text{valeur critique} \qquad k = 1/Q$$

Ceci montre que la valeur du couplage correspond aux conditions critiques doit être d'autant plus faible que les circuits sont de meilleure qualité.

Pour trouver la valeur de l'intensité dans l'enroulement secondaire à la résonance, il suffit de faire $\omega = \omega_0$ c'est-à-dire $y = 1$ dans l'expression précédente.

On trouve alors :

$$I_{02} = \frac{-jE_0k}{\omega_0\sqrt{L_1L_2}\left(k^2 + \frac{1}{Q_1Q_2}\right)} \quad (18)$$

En recherchant la valeur de k correspondant au maximum de cette expression, on retrouverait la condition de couplage critique. La valeur d'intensité correspondante est :

$$\frac{-jE_0}{2\sqrt{R_1R_2}}$$

Pour les valeurs de n supérieure à 1, l'intensité dans les circuits prend deux valeurs maximales pour des fréquences situées de part et d'autre de la fréquence de résonance.

Il est important de pouvoir situer exactement ces valeurs maximales en fonction des différents paramètres.

Ce calcul est long et fastidieux. Il consiste à rechercher les valeurs maximales et minimales de la fonction qui donne I_2 (annulation de la dérivée).

On trouve ainsi que la fréquence de résonance f_0 correspond à une valeur minimale.

Les fréquences f_M correspondant aux deux valeurs maximales sont données par :

$$\boxed{\frac{f_M}{f_0} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k\left[1 - \frac{1}{2k^2}\left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2}\right)\right]^{1/2}}}} \qquad (19)$$

On peut éviter les calculs longs et compliqués nécessaires pour arriver à l'expression précédente en supposant que les pertes dans les circuits primaire et secondaire sont négligeables, c'est-à-dire que leur facteur de surtension est infiniment grand.

Dans l'expression générale de l'intensité dans le circuit secondaire faisons $Q_1 = Q_2 = \infty$ On obtient alors :

$$I_2 = \frac{-j E_0 k_2}{j\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}\left[k^2 - \left(1 - \frac{1}{y^2}\right)^2\right]} \qquad (20)$$

L'intensité I_2 prend une valeur infiniment grande quand le dénominateur s'annule, c'est-à-dire quand :

$$k^2 - \left(1 - \frac{1}{y^2}\right)^2 = 0$$

c'est-à-dire :

$$k^2 = \left[1 - \frac{1}{y^2}\right]^2$$

ou

$$k = 1 - \frac{1}{y^2}$$

D'où l'on tire :

$$\boxed{y = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k}}} \qquad (21)$$

avec, dans le cas présent :

$$y = \frac{f_M}{f_0}$$

On retrouve naturellement cette valeur en faisant $\frac{1}{Q_1} = \frac{1}{Q_2} = 0$ dans l'expression générale (19).

En pratique, et surtout si le couplage dépasse nettement la valeur critique, l'expression simplifiée donne des résultats suffisamment exacts.

CHAPITRE VII

Le principe des récepteurs. Détection. Détecteurs.

EN MODULATION D'AMPLITUDE

107. Généralités. Hauteur effective d'une antenne de réception. — Nous sommes maintenant en mesure de comprendre le principe des phénomènes mis en jeu à la réception. Nous savons, en effet, qu'un conducteur placé dans *le champ de rayonnement* est le siège de *courants de haute fréquence.* Ce conducteur, déjà signalé au début du précédent chapitre, est une antenne ou un collecteur d'ondes. De même que nous avons été amené à définir *la hauteur de rayonnement* d'une antenne émettrice, de même nous serions amené à définir *la hauteur effective* d'une antenne de réception [1]. Les deux qualités correspondent, d'ailleurs, aux mêmes constantes physiques et, pour une même antenne, se calculent de la même manière et se mesurent par le même chiffre.

Les courants captés par le collecteur d'onde sont transmis, par un moyen quelconque, à un ou plusieurs circuits successifs accordés sur la fréquence qu'il s'agit de recevoir. Le phénomène de résonance permet ainsi de *sélectionner* la fréquence ou, plus exactement, la bande de fréquences qu'on désire recevoir.

Nous supposerons qu'il s'agit de recevoir une onde entretenue modulée en amplitude à une fréquence téléphonique. Nous recueillerons dans le circuit récepteur un courant dont la forme est identique à celle du courant initial dans l'antenne d'émission.

Nous désirons, finalement, *entendre* le son dont le courant de modulation ou courant téléphonique est une copie électrique.

108. Nécessité de la détection. — Il serait bien inutile d'introduire tout simplement un écouteur téléphonique dans le circuit. En effet, il ne faut pas oublier que nous ne sommes pas en présence d'un courant continu dont l'intensité varie à la fréquence de la modulation, mais qu'il

1. Voir en appendice, page 181.

s'agit d'un courant *de haute fréquence* dont l'amplitude maximum varie périodiquement, ce qui n'est pas du tout la même chose (fig. 78).

Imaginons, pour fixer les idées, que l'émission, faite sur une longueur d'onde 300 mètres (fréquence 1 000 kc/s) soit modulée par un courant

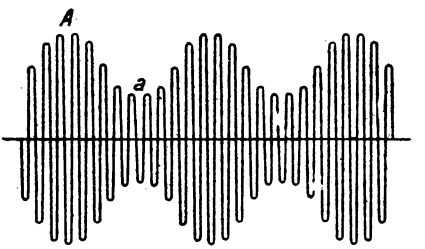


Fig. 78.

à 1 000 périodes/seconde. La fréquence des variations de courant est donc de 1 000 000 de périodes par seconde. La membrane de l'écouteur téléphonique recevrait alors 1 000 000 d'impulsions par seconde dans un sens et autant dans l'autre. Son inertie lui défendrait tout mouvement. Même en admettant qu'on puisse construire un écouteur parfait, sans aucune inertie, nous obtiendrions, non pas un son, mais *un ultra-son* à 1 000 000 de périodes/seconde. Notre oreille ne recevrait aucune sensation.

Si nous voulons obtenir un son, il est donc nécessaire de supprimer la composante à haute fréquence pour ne laisser apparaître que la composante à fréquence téléphonique. En d'autres termes, il faut *démoduler* le courant obtenu ou, pour employer le terme consacré, *le détecter.*

109. Le détecteur-redresseur théorique. — Imaginons qu'il nous soit possible de construire un redresseur à action instantanée, c'est-à-dire absolument dénué d'inertie électrique.

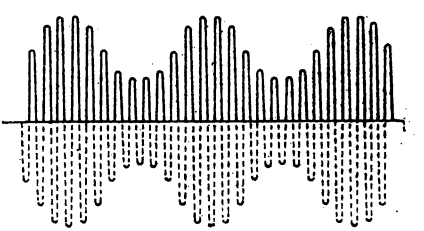


Fig. 79.

Soumettons le courant de haute fréquence à ce dispositif. Nous pouvons schématiser le résultat par le croquis de la figure 79. Toutes les

alternances d'un certain sens sont supprimées et toutes les autres sont conservées. Il est évident que l'action de tous les courants élémentaires est maintenant concordante. Ils agiront tous dans le même sens pour attirer ou, au contraire, repousser la membrane de l'écouteur téléphonique.

Dans un cas semblable, le dispositif mobile, ici, la membrane de l'écouteur, est sensible à l'intensité moyenne de courant.

Cette caractéristique est évidemment nulle pour un courant analogue à celui de la figure 78. L'intensité moyenne n'est plus nulle pour un courant comme celui de la figure 79; elle aurait la forme de la figure 80.

Fig. 80.

Or, dans le premier volume [1] nous avons montré qu'un tel courant était la superposition *d'un courant continu* et *d'un courant alternatif*. L'écouteur téléphonique étant insensible au courant continu, tout se passe, en définitive, comme si nous étions en présence du courant alternatif seul. C'est précisément le résultat que nous désirions obtenir.

110. Le détecteur-redresseur pratique. — Mais, en réalité, le détecteur dont le fonctionnement est schématisé sur la figure 79 est une conception plus théorique que pratique.

Ce serait, en effet, un organe électrique tel que sa résistance soit infi-

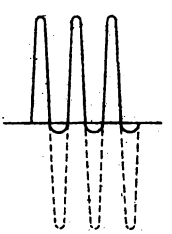


Fig. 81.

niment grande pour un certain sens de courant et dont la résistance serait nulle (ou pratiquement constante) pour l'autre sens de courant.

Les détecteurs que nous aurons l'occasion d'étudier le plus souvent

1. Voir tome I, paragraphe 206. page 232

dans la suite de cet ouvrage se borneront à favoriser davantage un sens de courant. En réalité, le résultat exact est schématisé par la figure 81. Une des alternances est transmise, alors que l'autre est atténuée ou, ce qui revient exactement au même, une des alternances est plus favorisée que l'autre.

Un redresseur de courant c'est un dispositif dont la résistance varie avec le sens du courant. La même définition peut s'appliquer au détecteur; c'est, en somme, un organe dont la résistance est variable. Nous aurons l'occasion de noter par la suite que cette définition convient parfaitement à tous les détecteurs à tubes électroniques (diode, triode, penthode,

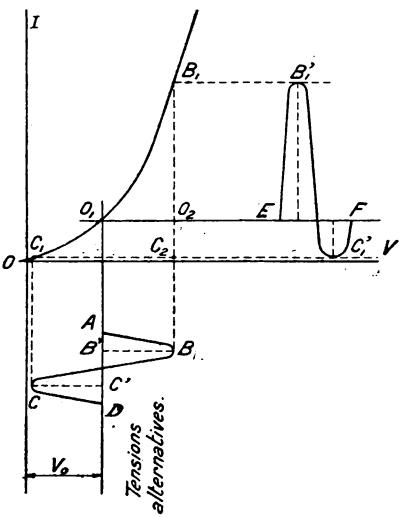


Fig. 82.

etc...). La résistance d'un conducteur métallique ordinaire peut être mesurée par un chiffre fixe. Elle ne dépend — du moins en première analyse — ni de l'intensité, ni du sens du courant. C'est précisément ce que traduit la classique loi d'Ohm : E = RI. Nous avons déjà montré plus haut [1] que la loi d'Ohm peut se traduire graphiquement par une droite. La caractéristique d'un dispositif detecteur ne se traduira pas par une droite, mais par *une courbe.* C'est ce qu'on veut exprimer en disant qu'un détecteur est *un conducteur qui ne suit pas la loi d'Ohm.*

Soit, par exemple, un conducteur dont la caractéristique soit $OC_1\ O_1\ B$

1. Voir paragraphe 83.

(fig. 82). A l'aide d'un dispositif potentiométrique facile à imaginer, on peut déterminer les réglages de telle sorte que *le point de fonctionnement* au repos ou *point de repos* soit O_1, c'est-à-dire dans une région fortement coudée de la caractéristique.

A partir de la *tension de repos* V_o, appliquons la tension à détecter ABCD. La figure montre que les alternances comme AB correspondront à une intensité instantanée O_2B_1 et que les alternances dans l'autre sens correspondront à une intensité beaucoup plus faible O_2C_2. Le courant fourni par l'appareil aura donc l'allure $EB'_1\ C'_1\ F$. Il y aura donc effectivement détection.

111. Problème général de la détection. — Dans le paragraphe précédent, nous avons supposé qu'au repos, comme en cours de fonction-

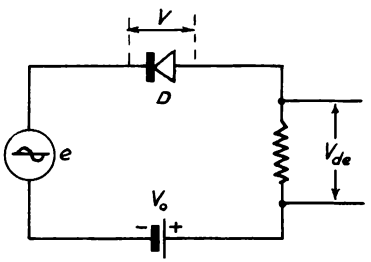


Fig. 83.

nement, le point de fonctionnement correspondait à une tension $\mathbf{V}_o$ qui était fixe. Nous allons montrer qu'il n'en est pas généralement ainsi.

Le schéma d'un dispositif détecteur est indiqué figure 83. Les oscillations à détecter sont introduites en *e*. La tension $\mathbf{V}_o$ (réglable) sert à déterminer le point de fonctionnement au repos. D est le dispositif détecteur dont la caractéristique, en fonction de $\mathbf{V}$, est tracée sur la figure 84. La résistance R est dite la *résistance d'utilisation;* c'est entre ses extrémités que nous recueillerons les tensions utiles ou détectées $\mathbf{V}_{de}$.

En premier lieu il est évident que le point de fonctionnement au repos *ne correspond pas à* $\mathbf{V}_o$. En effet, sous l'influence de la source le circuit est traversé par une intensité de courant $\mathbf{I}_r$ telle que l'on ait :

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{V}_o - R\mathbf{I}_r;$$

e est nul puisque nous cherchons les conditions de fonctionnement *au repos.*

Mais, d'une manière générale, en vertu de la loi d'Ohm, le point de

fonctionnement doit aussi se trouver sur la caractéristique correspondant à la résistance seule et qui est une droite dont l'équation est

$$v = V_o - Ri.$$

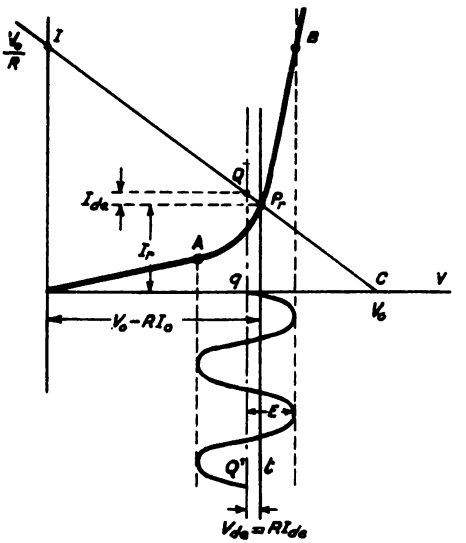


Fig. 84.

Pour un courant supposé nul ($i = 0$), la tension aux bornes sera $v = V_o$.
Pour une tension v supposée nulle on aurait

$$o = V_o - Ri \quad \text{d'où} \quad V_o = Ri \quad \text{d'où} \quad i = \frac{V_o}{R}.$$

Cette droite passe donc par le point d'abscisse V_o et d'ordonnée $\frac{V_o}{R}$.

Nous avons tracé cette droite en CQ.

Puisque le point que nous cherchons doit répondre aux deux conditions citées, *il est évidemment à l'intersection de la droite que nous venons de définir avec la caractéristique du détecteur.* L'axe des oscillations alternatives au repos passe donc par le point P_r.

Appliquons maintenant une tension alternative en e. L'étude élémentaire précédente nous a montré que le résultat sera de produire dans le circuit un courant qu'on peut considérer comme la superposition d'un courant continu et d'un courant alternatif à la fréquence de la modulation.

La chute de tension RI_{de} du courant de détection dans la résistance R vient s'ajouter algébriquement à V_o. Comme, d'autre part, le point de fonctionnement doit rester sur la droite CQ, tout se passe comme si la

caractéristique du détecteur glissait vers la gauche. Le point de fonctionnement moyen correspondant à l'application d'une tension alternative e devient donc Q et l'axe des oscillations alternatives qui a glissé d'une quantité $\mathbf{V}_{de} = R\mathbf{I}_{de}$ devient Q'qQ. Il faut noter que la tension continue aux bornes du détecteur est plus faible qu'au repos : elle est, en effet, égale à $\mathbf{V}_o - R(\mathbf{I}_o + \mathbf{I}_{de})$. Par contre, l'intensité de courant continue augmente. Elle devient

$$\mathbf{I}_o + \mathbf{I}_{de}.$$

A mesure qu'on appliquera au système des tensions plus élevées, l'axe Q'Q glissera davantage vers la gauche.

On peut montrer [1] que, pour des tensions alternatives faibles, la tension recueillie est de la forme :

$$\mathbf{V}_{de} = \frac{E^2}{4} \frac{f''(v_o)}{\frac{1}{R_{de}} + \frac{1}{R}}$$

expression dans laquelle $f''(v_o)$ est une fonction de v_o déterminée par la forme de la caractéristique.

112. Détection quadratique ou square law. Influence de R. — L'expression précédente montre, qu'en général, la tension recueillie n'est pas proportionnelle à la tension appliquée *mais à son carré.* C'est ce qu'on exprime en disant que la détection est *square law* [2], *parabolique* ou *quadratique.*

Cette formule montre que la détection des alternances de la région A (fig. 78) se traduira par un rendement électrique meilleur que celle des alternances de la région *a.* Pour fixer les idées, admettons que l'amplitude en *a* soit de 1, celle de A sera de 3. Si l'amplitude de la composante détectée pour la région *a* est encore de 1, celle qui correspondra à A, sera de 3^2 ou 9.

Il est donc évident que la forme de la courbe de modulation se trouvera profondément modifiée. C'est ce qu'on exprimera en disant qu'il y a *distorsion d'amplitude.* Si le courant de modulation correspondait à un son pur (sinusoïde) il n'en sera plus de même du courant fourni par le détecteur.

Cette conséquence est extrêmement importante. D'autre part, cette formule nous montre aussi qu'il est avantageux d'utiliser une résistance R aussi grande que possible. Toutefois, en règle générale, d'autres considérations pratiques viennent limiter la grandeur de R.

1. Voir Mesny, tome II, page 247.
2. En anglais *square law* veut dire : *loi du carré.*

113. Élimination des composantes à haute fréquence (fig. 85). — En réalité, le courant fourni par un détecteur monté comme celui de la figure 84 correspond à la figure 79. Le *courant moyen* aurait l'allure de la figure 80. Mais il est certain qu'un courant comme celui de la figure 79 correspond encore à une composante à haute fréquence. Celle-ci, existant aux bornes de la résistance d'utilisation, sera transmise aux dispositifs suivants (généralement des tubes amplificateurs). Il peut en résulter des phénomènes gênants sur lesquels nous aurons l'occasion de revenir dans le tome III.

En même temps, on améliore notablement le fonctionnement puisque la totalité des tensions à haute fréquence peut être appliquée à l'élément redresseur D, à travers le condensateur C. Enfin, celui-ci se charge à la

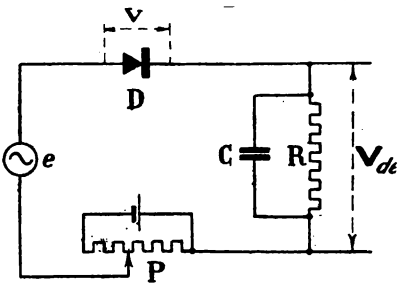


Fig. 85.

valeur de crête des tensions à haute fréquence. Ce n'est donc plus la *valeur moyenne* que l'on peut recueillir entre les extrémités de R, mais la *valeur maximum.*

Toutefois, le fonctionnement devient beaucoup plus compliqué. Le condensateur C intègre les impulsions à haute fréquence et réduit considérablement l'importance des tensions d'ondulations. Mais, shuntant la résistance en charge, il peut aussi provoquer une atténuation des tensions de modulation dont la fréquence est élevée, si sa valeur est exagérément grande.

On peut montrer que l'élément essentiel est le produit C.R. qui est la *constante de temps* (homogène à une durée).

Il faut que la constante de temps de détection C.R. soit grande par rapport à la période T_{HF} correspondant aux oscillations porteuses et qu'elle soit petite, par rapport à la période la plus courte, du courant à détecter T_{BF}

$$T_{BF} \quad CR \quad T_{HF}$$

D'autre part, pour obtenir une efficacité convenable de détection,

il faut que la résistance de détection R soit grande par rapport à la résistance directe du détecteur D,

$$R > R_i$$

Ces relations permettent de déterminer les différentes grandeurs.

Par exemple pour R = 500 000 ohms (cas d'un détecteur diode), on prendra C = 0,1 à 0,2/1 000 de μF.

114. Détection linéaire. — L'emploi d'une détection quadratique ou square law ne soulève pas d'objections insurmontables tant qu'il s'agit de recevoir des émissions télégraphiques. Mais il n'en est plus de même quand il s'agit d'émissions radiotéléphoniques pour lesquelles la plus grande fidélité de reproduction est absolument indispensable.

Il est nécessaire pour cela que le rapport des amplitudes entre le courant

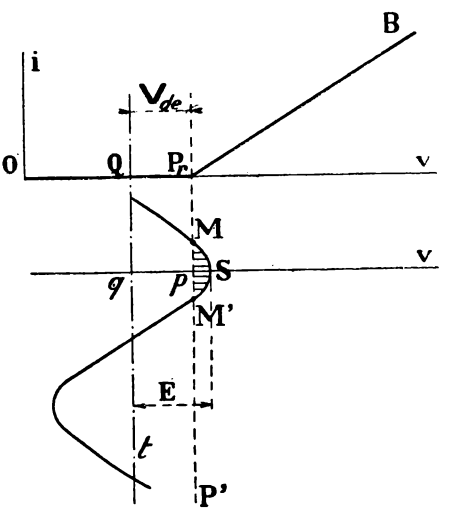


Fig. 86.

modulé et le courant détecté demeure rigoureusement constant, quelle que soit la grandeur de cette amplitude. *On dit alors que la détection est linéaire.*

On peut montrer que ce résultat est obtenu lorsque la caractéristique du détecteur est constituée par deux segments de droite comme OP_rB, par exemple (fig. 86). Ce qui veut dire pratiquement que la résistance du détecteur est constante (de O à P_r) tant que la tension appliquée n'atteint pas la tension P_r, puisqu'elle varie brusquement et demeure constante pour toutes les valeurs supérieures à P_r. D'ailleurs, le même

résultat sera obtenu si la caractéristique était, par exemple, celle de la figure 87.

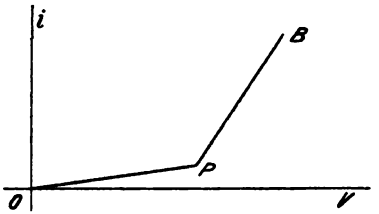


Fig. 87.

La polarisation est réglée de telle sorte que le point de repos soit P_r. Le montage détecteur sera, par exemple, celui de la figure 85. Le redressement des signaux aura pour effet de charger le condensateur C et, de la sorte, la tension continue appliquée au détecteur diminuera.

L'axe des oscillations qui était primitivement $P'P_r$ reculera vers la gauche et, si la résistance R était infinie, il reculerait d'une quantité égale à la tension de pointe. Mais au cours d'une alternance, la résistance R décharge partiellement le condensateur, si bien que l'axe des oscillations devient Qt. Seules les portions comme MSM' donnent lieu à un courant.

115. Caractéristiques statiques et dynamiques. — Les caractéristiques de détection publiées plus haut fournissaient la grandeur de

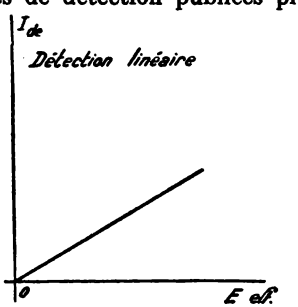


Fig. 88.

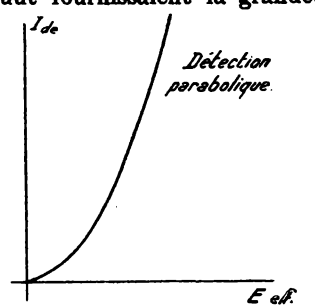


Fig. 89.

l'intensité de courant *continu* qui traversait le détecteur en fonction de la tension continue appliquée. Cette courbe, bien que fort utile, ne correspond pas rigoureusement aux conditions d'utilisation. En effet, en pratique, on est amené à soumettre au détecteur une certaine tension alternative E cos ωt d'amplitude maximum E et on recueille une certaine intensité redressée I_{de}.

La première courbe était *la caractéristique statique.* La seconde sera *la caractéristique dynamique.*

Il est évident, d'après ce que nous avons étudié plus haut, que la carac-

téristique dynamique d'un détecteur linéaire est une droite (fig. 88). Cela nous permet de saisir tout l'intérêt présenté par le tracé de la caractéristique dynamique. La caractéristique dynamique d'une détection quadratique est évidemment une parabole (fig. 89). Ainsi, le simple examen de la courbe dynamique nous permettra de juger de l'importance de la distorsion.

116. Profondeur de modulation. Amplitude et distorsion (fig. 90). — Soit une caractéristique dynamique de détection comme OAB (fig. 90)

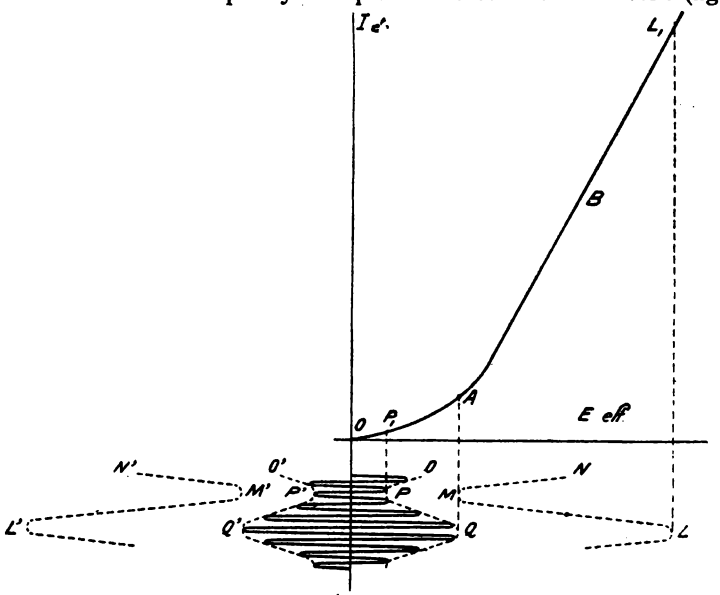


Fig. 90.

qu'on peut considérer comme constituée par une courbe OA raccordée à une droite pratiquement parfaite AB.

Sous certaines réserves, un tel détecteur peut assurer une détection linéaire de signaux modulés.

Imaginons d'abord que les tensions soumises à la détection soient OO' PP' QQ'. Il est évident que le point de fonctionnement correspondant aux maxima des amplitudes va osciller de A à P_1, c'est-à-dire précisément dans les régions courbées. Il y aura donc production de distorsion. Si l'on veut bien se reporter aux paragraphes précédents on notera qu'il est légitime de considérer seulement la courbe enveloppe.

Mais supposons qu'il nous soit possible d'amplifier le courant dont nous disposons. Si le *gain* ou l'amplification en tension est de 3 nous obtiendrons les nouvelles courbes enveloppes NML et N'M'L'.

Dans ces conditions, le point de fonctionnement correspondant aux maxima ne quitte plus la partie droite et, en conséquence, la détection est parfaitement linéaire.

Cette remarque est très importante, car la plupart des caractéristiques des détecteurs usuels (diode) ont précisément l'allure OAB. Par suite, on ne peut obtenir une détection linéaire que pour des signaux dont l'amplitude est suffisamment grande.

Pour une même amplitude moyenne de signaux, les variations de l'enveloppe auront des amplitudes d'autant plus grandes que la modulation *sera plus profonde.*

Ainsi quelle que soit l'amplitude, un taux de modulation voisin de 100 % *amènera le point de fonctionnement au voisinage de zéro et, en conséquence, produira de la distorsion.*

Il est donc très fréquent qu'un détecteur ne puisse assurer un redressement linéaire que pour les taux de modulation inférieurs à 80 %, par exemple. Mais il ne faut pas perdre de vue que, même quand les « pointes » (fortissimo) sont modulées à 90 ou 100 %, *le taux moyen* d'une émission musicale ne dépasse guère 30 ou 40 %. Il en résulte que les conclusions exprimées plus haut sont parfaitement rigoureuses.

117. Effet de démodulation. — Imaginons qu'on soumette simultanément à un détecteur deux tensions modulées M_1 et M_2 et que le rapport des amplitudes $\frac{M_1}{M_2}$ soit égal par exemple à 10.

L'expérience montre qu'après passage dans le détecteur, même dans l'hypothèse où les deux taux de modulation sont égaux, le rapport des tensions se trouve considérablement augmenté. Il deviendra par exemple égal à 20 ou à 30.

L'étude théorique de ce phénomène soulève d'assez grandes difficultés et les résultats calculés ne concordent que de très loin avec les résultats mesurés. *Mais l'effet de démodulation n'en existe pas moins.* Il est fort important et son étude systématique pourrait conduire à des résultats très intéressants. C'est, en effet, un moyen d'améliorer la sélectivité sans agir sur la fidélité de reproduction.

L'action de démodulation est beaucoup plus importante avec les détecteurs linéaires.

118. Détecteurs anciens. — Il serait fastidieux de passer en revue les anciens détecteurs en commençant par le détecteur-résonateur de Hertz et le cohéreur de Branly. Ni l'un ni l'autre de ces dispositifs n'étaient d'ailleurs des détecteurs à résistance variable comme ceux que nous

venons d'étudier. Toutefois, on peut rattacher le cohéreur de Branly aux dispositifs à contacts imparfaits, dont le détecteur à galène est sans doute l'échantillon le plus connu. Nous reviendrons sur ce dernier un peu plus loin.

Il faudrait citer aussi le détecteur magnétique de Marconi et le détecteur électrolytique. Mais tous ces dispositifs appartiennent plus à l'histoire de la radio qu'à la radio d'aujourd'hui.

119. Détecteurs à cristaux. — Les détecteurs à cristaux étaient fort employés avant l'ère des tubes à vide. Ils se composaient, en prin-

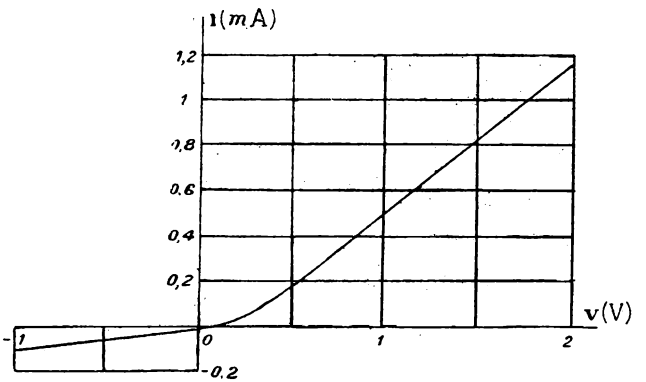


Fig. 91.

cipe, d'un cristal conducteur sur lequel appuyait une pointe métallique. Un tel système présente une différence très notable de résistance suivant que la tension appliquée est dans un sens ou dans l'autre. L'allure de la caractéristique de détection est indiquée figure 91. Dans le cas d'un cristal de galène on voit que la courbe permet une détection pratiquement linéaire.

Les propriétés du détecteur dépendent non seulement de la nature du cristal mais encore de la nature de la pointe exploratrice, de la pression exercée, du point choisi sur le cristal. Cette recherche du point sensible compliquait singulièrement le réglage des récepteurs.

Certains détecteurs à cristaux nécessitaient une polarisation (Zincite (ZNo) — Chalcopyrite (FeS Cu).

120. Détecteurs à oxydes. — Les redresseurs à oxyde de cuivre lorsqu'ils sont réalisés en prenant certaines précautions peuvent être

1. Voir tome I, page 243, nos 218-219.

utilisés comme détecteurs. Toutefois, à cause de la capacité relativement grande de l'élément rectifiant, il est impossible d'utiliser le dispositif pour les très hautes fréquences. En pratique, l'emploi est limité aux fréquences inférieures à 150 kilocycles/s. On ne peut donc utiliser le détecteur à oxyde que dans les appareils à changement de fréquence. Dans ces conditions on peut obtenir une détection pratiquement linéaire.

121. Tube détecteur diode. — Un tube électronique à deux électrodes constitue un redresseur presque parfait. C'est aussi, pour cette raison, un détecteur excellent. On peut certainement dire que plus de 99 % des radiorécepteurs construits utilisent aujourd'hui la détection par diode.

La caractéristique dynamique met en évidence la possibilité d'obtenir une détection presque idéalement linéaire (fig. 92). La courbe a été établie

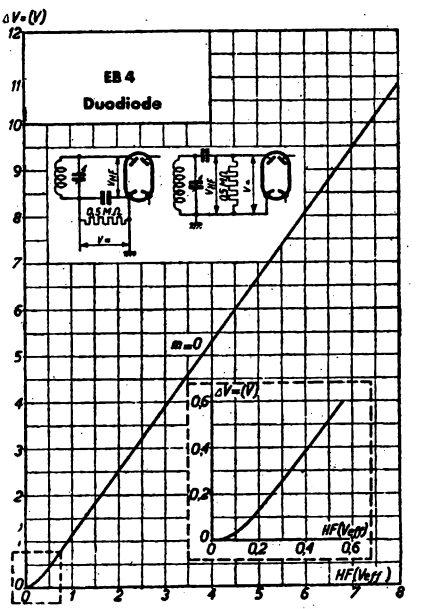


Fig. 92.

non pas en fonction de I_{dc} mais de V_{dc} ce qui revient exactement au même puisque $V_{dc} = I_{dc} \times R$. La partie inférieure de cette caractéristique a été tracée (encadrement en pointillé) à une échelle cinq fois plus grande pour qu'il soit possible de tenir compte de la partie coudée.

Les montages normaux ont été indiqués schématiquement dans le

haut du croquis. On remarquera que le montage de gauche correspond exactement à notre schéma de principe (fig. 85).

Nous étudierons spécialement la détection par diode dans les chapitres consacrés aux tubes à plusieurs électrodes.

122. Détection des ondes entretenues. Ticker. Méthode hétérodyne. — Nous sommes maintenant en mesure de comprendre que le détecteur a pour effet de conserver une des enveloppes de la modulation et d'éliminer la composante à haute fréquence. S'il s'agit d'une onde entretenue non modulée, la courbe enveloppe est une droite horizontale. On en peut conclure que la détection d'oscillations entretenues se traduit par la création d'un courant continu. C'est aussi ce qui résulte de l'examen des caractéristiques de détection.

Si l'on veut traduire auditivement l'onde entretenue il faut donc *la découper* suivant une fréquence audible. Telle était la méthode utilisée avant la découverte des tubes à trois électrodes. L'appareil chargé du découpage était un *ticker* ou, en français : vibrateur.

La facilité avec laquelle les tubes électroniques permettent de produire des oscillations entretenues est à l'origine d'une autre méthode universellement employée aujourd'hui : *méthode des battements*, appelée encore *méthode hétérodyne.*

Soit F_1 la fréquence des oscillations à recevoir. Avant détection, on superpose au courant capté d'autres oscillations de fréquence F_2, telle que $F_1 - F_2$ corresponde à une fréquence audible. Il est certain que le circuit de détection va être le siège de battements [1], c'est-à-dire de variations d'amplitudes à la fréquence $F_1 - F_2$ que l'on retrouvera nécessairement après détection, sous forme d'un courant à fréquence audible égale à $F_1 - F_2$.

123. Avantages de la méthode hétérodyne. — Nous avons établi [1] que l'amplitude maximum des battements était, à peu de choses près, égale à la somme des amplitudes des composantes. Or, l'amplitude de la composante locale est à notre disposition, nous sommes maîtres d'agir sur elle. Nous pouvons alors appliquer au détecteur des tensions d'amplitude suffisante pour que la rectification se produise dans les meilleures conditions.

Reprenons, par exemple, la figure 90. Si les signaux incidents étaient soumis seuls à la détection, l'amplitude moyenne oscillerait entre O et

1. Voir tome I, n° 282.

P, c'est-à-dire dans une région très peu inclinée, correspondant à une très faible efficacité du détecteur.

En superposant les oscillations locales, la zone de travail du détecteur se déplacera dans la région B, c'est-à-dire que l'*inclinaison* ou *pente de la caractéristique* pourra être deux ou trois fois plus élevée.

La possibilité de pouvoir choisir la hauteur acoustique de la note reçue est encore un avantage important. On pourra déterminer celle-ci pour qu'elle corresponde à la meilleure sensibilité de l'oreille ou du dispositif récepteur. On pourra même prévoir, grâce à cela, une véritable sélection en basse fréquence.

Enfin, la grande amplitude des tensions soumises au détecteur permet de profiter au maximum de l'effet de démodulation.

124. Nécessité de l'amplification (fig. 93). — Nous sommes maintenant en mesure de tracer le schéma complet d'un poste radiorécepteur-

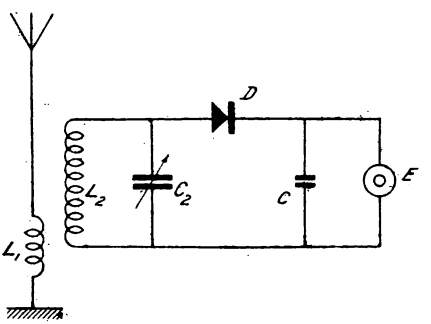


Fig. 93.

L'antenne ou collecteur d'onde, sous l'influence du rayonnement est le siège d'oscillations à haute fréquence. Ces courants sont transmis *au circuit d'accord* (L_2C_2) par l'intermédiaire du couplage L_1L_2.

Le dispositif détecteur D est branché en parallèle sur le circuit oscillant. Les courants téléphoniques sont utilisés en E dans un écouteur téléphonique.

Mais on sait qu'un son représente une certaine énergie. L'écouteur téléphonique E peut être considéré comme un véritable moteur électrique qui produit, non point de l'énergie mécanique, mais de l'énergie sonore. Tout comme pour un moteur ordinaire, on pourrait définir un rendement qui serait le rapport entre l'énergie produite et l'énergie transmise. Le rendement d'un écouteur est assez faible. On peut en déduire que l'énergie électrique transmise par le détecteur dépasse largement l'énergie sonore

produite. L'oreille est, certes, un organe fort sensible puisqu'il traduit par une sensation des mouvements vibratoires correspondant à 10^{-16} watts/cm^2. Mais si faible soit-elle, cette puissance est cependant mesurable. Il est visible d'après le croquis figure 93 que cette puissance est produite, en dernier ressort, par l'antenne et qu'elle représente une fraction de la puissance rayonnée à l'émission. Si l'on veut bien réfléchir que l'antenne émettrice emplit l'espace entier de son rayonnement, on comprend qu'à une certaine distance, relativement faible, l'énergie recueillie ne soit pas suffisante pour actionner des organes mécaniques (plaque de l'écouteur).

Il faut avoir recours *à des amplificateurs*. Un amplificateur, c'est un dispositif qui remplace une tension d'une certaine amplitude par une tension de même forme, mais d'amplitude plus grande. La puissance nécessaire est empruntée à une source locale. On comprendra, d'après cela, qu'un amplificateur n'est pas autre chose qu'un relais [1] d'un type particulier.

Les relais utilisés pour cet usage sont presque exclusivement aujourd'hui des *relais électroniques*, ou *tubes à plusieurs électrodes* dont l'étude fera l'objet de la deuxième partie de ce volume.

125. Amplification haute fréquence et basse fréquence. — Dans le plus simple des récepteurs de radio, comme celui de la figure 93, on peut voir deux circuits notoirement différents. Le premier, c'est l'ensemble constitué par le système collecteur d'onde, et le circuit d'accord (condensateur et bobine). Les courants qui le traversent sont de même forme que les courants de l'antenne d'émission : ce sont des *courants de haute fréquence.*

Le second circuit qui comporte le détecteur et l'écouteur téléphonique est le siège de courants détectés, c'est-à-dire de courants téléphoniques ou *courants de basse fréquence.*

On peut envisager l'*amplification* des uns ou des autres. Dans le premier cas on est en présence *d'amplification à haute fréquence* et on dit, dans le second cas, qu'il s'agit *d'amplification à basse fréquence.*

Dans les récepteurs modernes on utilise simultanément les deux modes d'amplification.

APPENDICE DU CHAPITRE VII

Hauteur effective d'une antenne réceptrice (d'après R. Mesny).

La hauteur effective de réception est celle d'une antenne qui, parcourue sur toute sa hauteur par un courant uniforme à celui qui circule au ventre de courant du collecteur réel capterait la même quantité d'énergie que ce dernier.

1. Voir tome I, page 99.

DEUXIÈME PARTIE

LES TUBES A PLUSIEURS ÉLECTRODES

AVANT-PROPOS DE LA DEUXIÈME PARTIE

Avant d'aborder la très importante étude des tubes à plusieurs électrodes, il nous semble absolument indispensable d'indiquer à nos lecteurs la voie que nous avons suivie.

Nous avions le choix entre deux méthodes : étudier chaque type de lampe, puis décrire immédiatement toutes les applications. A priori, cette méthode peut sembler logique. Elle se heurte cependant à de graves inconvénients. Le tube penthode peut, par exemple, être utilisé comme modulateur, comme détecteur, comme amplificateur de haute et de basse fréquence, comme tube de puissance. Mais on peut en dire autant des tubes tétrodes et, en partie, du tube triode. Faudra-t-il reprendre trois fois les mêmes schémas, refaire trois fois la même analyse avec simplement quelques variantes?

Nous avons préféré suivre l'autre méthode. Chaque tube sera étudié en citant, naturellement, ses applications, mais d'une manière plus théotique que pratique. Nous ne signalerons que les points nécessaires à éclairer notre travail. Par exemple, il est impossible de comprendre les propriétés des octodes et des heptodes sans une étude préliminaire du changement de fréquence... Mais il sera à peine question, par exemple, du problème posé par la monocommande.

De la sorte, nous serons amenés à exposer succinctement les différentes fonctions du récepteur moderne et à étudier successivement les tubes *diode, triode, tétrode,* ou à *grille écran, penthode, hexode, heptode* et

octode. Après quoi nous décrirons rapidement les propriétés des *tubes à rayons cathodiques,* ainsi que les *tubes à gaz* ou *thyratrons.*

Dans cette nouvelle édition, nous avons consacré un important chapitre (XI *bis*) au tracé et à l'utilisation des courbes caractéristiques des tubes électroniques.

De plus, nous avons ajouté en annexe du présent volume une collection de courbes réelles de tubes électroniques désormais usuels.

L'étude pratique complète et systématique des différentes fonctions sera entreprise dans le troisième volume de cet ouvrage. Dans le présent volume, cette étude sera limitée aux points nécessaires pour comprendre le fonctionnement des différents tubes.

Le dernier chapitre sera consacré à un examen rapide, mais complet de l'état actuel de la Télévision.

CHAPITRE VIII

Le tube diode.

126. Vaporisation d'électrons. Effet Édison (fig. 94). — Dans une ampoule, où règne un vide aussi parfait que possible, on dispose un fila-

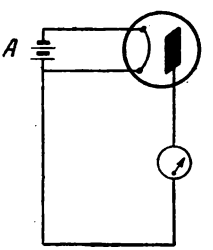


Fig. 94.

ment porté à l'incandescence par une batterie extérieure et une *plaque* conductrice placée au voisinage du filament.

A l'extérieur de l'ampoule, la *plaque* est reliée au filament par l'intermédiaire d'un appareil de mesure sensible (microampèremètre). On observe alors le passage d'un courant dont l'intensité dépend de la *température du filament* et de la *distance* entre les deux électrodes.

Nous attirons ici l'attention des lecteurs sur les difficultés que présentait l'interprétation de cette expérience avec les anciennes théories de l'électricité. En fait, ces difficultés étaient insurmontables; les auteurs étaient alors dans l'obligation absolue d'avoir recours à la théorie électronique.

Pour expliquer cette expérience, il nous suffira de rappeler ici des observations déjà faites dans le tome I.

Lorsqu'on élève suffisamment la température d'un métal, les vibrations atomiques atteignent une amplitude telle qu'elles gênent considérablement les électrons dans leurs mouvements spontanés [1]. A la tempé-

1. Il ne semble pas, d'après *Sommerfeld*, que l'augmentation de température agisse sensiblement sur la vitesse d'agitation des électrons.

rature de l'incandescence, cette gêne est telle que des électrons quittent le métal et sont lancés dans le vide.

C'est ce qui permet de contrôler l'expérience classique de la figure 94.

127. Charge d'espace. — Toutefois, l'intensité du courant électronique est, dans ces conditions, toujours extrêmement faible. Cette observation ne doit pas nous étonner.

En effet :

a) Chaque électron qui quitte le filament (ou cathode) détermine l'apparition sur celui-ci d'une charge égale mais de signe contraire à celle d'un électron. A mesure que de plus nombreux électrons quittent

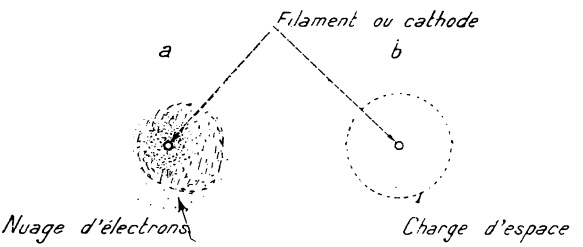


Fig. 95.

la cathode, la charge positive de celle-ci augmente. L'attraction qu'elle fait subir aux électrons fugitifs est donc de plus en plus grande.

En réalité, les électrons expulsés n'atteignent pas tous la plaque. Chacun d'eux est un peu comme une pierre qu'on lance en l'air. A mesure que la pierre s'éloigne de la terre, sa vitesse décroît. Elle finit par s'annuler, puis repart en sens inverse, pour retomber sur le sol. Dans cette expérience, l'attraction de la pesanteur peut être considérée comme constante; celle de la cathode varie avec le carré de la distance. Mais cela ne change pas beaucoup l'allure des choses.

On peut donc se représenter la cathode incandescente comme entourée d'un nuage d'électrons, nuage de moins en moins dense à mesure qu'on s'éloigne davantage de la cathode (fig. 95 *a*).

b) Imaginons un électron qui quitte la cathode avec une certaine vitesse. Ainsi que nous venons de le voir, il doit vaincre d'abord l'attraction de la cathode, *mais il doit aussi franchir le nuage d'électrons qu'il a devant lui.* Ce nuage est comme une *charge électrique négative* répartie *dans l'espace*, d'où le nom de : *charge d'espace.* Son effet est, évidemment, de s'opposer au mouvement de l'électron vers l'extérieur. Il s'ajoute donc à l'action de la cathode pour s'opposer à l'évasion des électrons.

128. Effet d'une tension positive sur la plaque (fig. 96). **Intensité de saturation.** — Cela nous conduit naturellement à supposer que nous pourrons notablement augmenter l'intensité de courant électronique en neutralisant ces deux actions concordantes par un moyen quelconque.

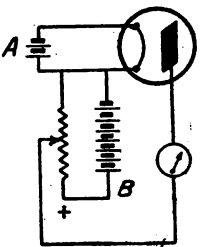


Fig. 96.

Or, rien n'est plus facile : il suffit de porter la plaque à une *tension positive* par rapport à la cathode ou filament. Ce résultat sera obtenu au moyen d'une batterie B ou : *batterie anodique B* (fig. 96).

Si nous appliquons sur l'anode des tensions positives progressivement croissantes depuis zéro, nous observons que l'intensité de courant électronique croît d'abord assez lentement (région *a*), puis de plus en plus

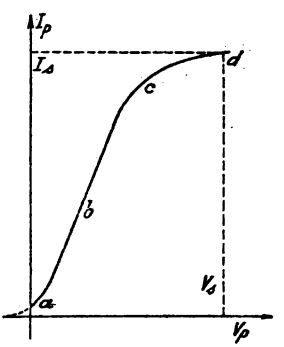


Fig. 97.

vite (fig. 97). Dans la région *b*, l'intensité est pratiquement proportionnelle à la tension appliquée. Mais dans la région *c* on observe un nouveau changement d'allure. L'intensité de courant augmente de moins en moins vite et, enfin, dans la région *d* une augmentation de tension ne provoque plus aucun accroissement d'intensité. On dit que l'intensité correspondante est *l'intensité de saturation*. La tension correspondante Vs est la *tension de saturation*.

Cette observation est d'une interprétation facile. A mesure qu'on augmente la tension appliquée on neutralise davantage la charge d'espace; aussi un nombre d'électrons de plus en plus grand peut atteindre la plaque. Mais le nombre d'électrons vaporisés par une cathode donnée dépend de la température. Quand tous les électrons correspondant à la température de l'expérience sont captés par l'anode, il est évident qu'une augmentation de tension ne déclanche plus une augmentation d'intensité : *il y a saturation.*

Les différents résultats exposés plus haut sont condensés dans la courbe caractéristique de la figure 97. La partie pointillée en bas de la courbe correspondrait à des tensions anodiques négatives. Il faut, en effet, inverser le sens de la tension anodique pour contrebalancer l'effet des électrons lancés par l'agitation thermique.

129. Facteurs agissant sur l'intensité du courant de saturation. — A l'aide du montage de la figure 96 il est facile de montrer que l'intensité du courant de saturation varie considérablement avec *la température de la cathode.* Pour modifier la température de la cathode il suffit d'agir sur l'intensité débitée par la batterie A (ou batterie de chauffage).

Mais, pour une même température, l'intensité varie considérablement avec la nature de la cathode. Cela ne doit nullement nous étonner : les corps conducteurs ont, suivant leur nature, plus ou moins d'électrons libres.

Ces deux facteurs sont exprimés par la loi théorique de *Richardson* qui s'exprime :

$$I_s = AT^2 e^{-\frac{b}{T}}$$

I_s est exprimé en ampères par centimètre carré.

A est, en principe, une constante universelle égale à 60,2.

b est une constante qui dépend de la nature de la cathode.

Par exemple : $b = 52\,400$ pour le tungstène,
$= 30\,000$ pour le thorium,
$= 18\,000$ pour le baryum.

e base des logarithmes népériens $= 2{,}718$.

T est la température absolue [1].

Cette loi exprime aussi que l'intensité de saturation est proportionnelle à la surface de la cathode. Elle montre que I_s croît considérablement avec la température. Ainsi, une augmentation de température de 20 % vers 900° provoque une augmentation d'intensité électronique dans la proportion de 1 à 50.

1. Le zéro absolu correspond à — 273° centigrades.

Cette loi ne traduit pas toujours rigoureusement les résultats pratiques. Elle n'est applicable qu'aux corps simples : or la plupart des cathodes des tubes récepteurs modernes sont à base d'oxydes de *baryum* et de *strontium* dont le pouvoir émissif est énormément plus élevé. Ainsi, par exemple, pour obtenir une émission de 0.04 A/Cm² avec le tungstène pur, il faut porter la cathode à environ 2 000° absolus (blanc éblouissant), alors que le même résultat est obtenu à 800° seulement (rouge sombre) avec une cathode à l'oxyde de baryum.

Il y a naturellement une température qu'on ne peut dépasser puisqu'elle correspond à la fusion des matériaux cathodiques. Cette température limite oscille entre 2 400° et 2 700° pour le tungstène.

La notion de courant de saturation avait une importance considérable avec les anciens tubes à cathode de tungstène pur. Mais l'emploi d'oxydes des métaux alcalino-terreux (strontium, baryum, etc...) a tellement reculé les limites de la saturation qu'il devient pratiquement inutile d'en tenir compte[1].

Bien mieux, il serait dangereux de vouloir mesurer le courant de saturation d'une telle cathode. Des effets secondaires viendraient détruire la couche sensible avant que la saturation ait pu être mise nettement en évidence. Lorsque la densité de courant électronique devient trop considérable on peut observer, sur la cathode, de minuscules cratères où l'incandescence est beaucoup plus vive. Ce sont des points qui correspondent à une élévation locale de température importante, d'où un courant électronique plus intense, ainsi qu'une destruction progressive de la matière active.

En même temps, à partir d'une certaine tension appliquée, on voit naître dans l'ampoule des lueurs bleuâtres ou violacées qui trahissent des phénomènes d'ionisation. Il est, en effet, difficile de vider complètement les tubes munis de cathodes à oxydes. Les électrons émis par la cathode, heurtent des molécules gazeuses qui séjournent encore dans l'ampoule, et leur arrachent d'autres électrons. Les ions positifs ainsi créés, très lourds, sont attirés par la cathode et lui font subir un bombardement intense qui vient encore augmenter l'échauffement et troubler considérablement la marche normale de l'expérience.

130. Expression mathématique de l'intensité anodique. Loi de Langmuir. — Il est intéressant de pouvoir exprimer mathématiquement comment l'intensité anodique varie en fonction de la tension anodique.

1. Voir appendice, page 192.

C'est précisément ce que se propose la loi de Langmuir dont l'expression est : $I_a = KV_a^{3,2}$

K est une constante qui dépend de la « géométrie » de la cathode, et, en particulier, du rapport entre la longueur et le rayon. Le facteur s'améliore (I_a plus important) à mesure que le diametre de la cathode s'accroît par rapport à la longueur.

131. Effet Schottky. — L'application d'une tension anodique de plus en plus grande a pour résultat d'annuler la charge d'espace. Pour chaque valeur de tension anodique on peut définir, entre anode et cathode, une surface d'équilibre telle qu'un électron immobile soit attiré d'un côté ou de l'autre suivant qu'il est situé en deçà ou au delà de cette surface. La surface d'équilibre, dont la forme dépend de celle des électrodes, s'approche de la cathode à mesure que la tension anodique est plus élevée. Quand elle coïncide avec la cathode, on est en présence du phénomène de saturation.

On peut se demander si l'application d'une tension anodique plus élevée n'aurait pas pour effet de faire pénétrer cette surface à *l'intérieur même* de la cathode et d'aider ainsi l'extraction des électrons. L'étude complète montre que la surface de la cathode constitue une *barrière de potentiel* qui ne peut être franchie que par des électrons animés d'une certaine vitesse.

Si cette manière de voir est correcte, on ne doit observer aucun courant de saturation; et l'intensité doit croître d'une manière au moins appréciable, quand on augmente la tension anodique. C'est précisément ce que confirme l'expérience. Sans être très important, l'effet Schottky atteint une grandeur parfaitement mesurable dans les conditions habituelles de fonctionnement.

132. Les différentes cathodes. — *a) Tungstène.* — La cathode des anciens tubes était simplement un filament de tungstène pur. La température de fonctionnement devait être considérable pour obtenir une émission électronique suffisante. La durée n'était pas très grande, précisément parce que la température de régime normal différait peu du maximum admissible.

La puissance électrique nécessaire pour le chauffage était relativement grande. C'est ainsi que l'ancien tube TM consommait 0,6 A sous 4 volts.

A l'heure actuelle les cathodes de tungstène pur ne sont plus utilisées que dans certains tubes spéciaux, destinés à supporter des tensions anodiques énormes (tubes d'émission).

b) Tungstène thorié. — On améliore considérablement le rendement électronique en utilisant non plus du tungstène mais un alliage de tungstène et de thorium [1]. La température de fonctionnement normal passe de 2 400° à 1 900° environ. La durée du filament devient considérable. Dans certaines applications, elle peut dépasser 10 000 heures. Le thorium se porte peu à peu à la surface du filament, si bien qu'en réalité il fait tous les frais de l'émission électronique. Le tungstène n'est qu'un support.

c) Filaments recouverts d'oxydes. — La cathode peut aussi être un simple ruban métallique recouvert d'oxyde de baryum ou de strontium. Le filament ne sert plus que de support mécanique et d'agent d'échauffement. On ne peut, en effet, songer à créer des filaments constitués par des oxydes qui sont de mauvais conducteurs.

d) Cathode équipotentielle à chauffage indirect. — Le but unique de la source de chauffage (A fig. 94) est de porter la cathode à une température suffi-

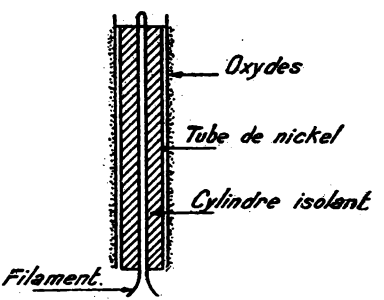


Fig. 98.

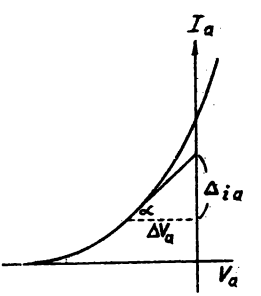


Fig. 99.

sante pour assurer la vaporisation des électrons. Tout autre moyen d'élever la température produirait le même effet.

Dans les cathodes *à chauffage indirect* l'élément chauffant est électriquement séparé de la cathode proprement dite. Il est constitué par un filament de tungstène replié en « *épingle à cheveu* » ou « *spiralé* » placé dans l'axe d'un cylindre de matière isolante (généralement à base de magnésie). Le tout est recouvert d'un tube de nickel qui est le support de la matière active. Celle-ci est généralement un mélange d'oxydes de baryum et de strontium.

1. En réalité, le thorium est incorporé sous forme d'oxyde de thorium. La présence de carbure amène une réduction de l'oxyde et tout se passe en définitive comme si l'on utilisait une cathode de thorium pur. Le filament de tungstène n'est plus qu'un support.

Cette disposition offre de nombreux avantages :

a) La cathode est équipotentielle, c'est-à-dire que tous les points de sa surface présentent rigoureusement la même tension par rapport à l'anode.

Il n'en est pas de même avec une cathode du type filament : il y a, naturellement, une chute de tension progressive le long du filament.

b) La surface émissive est importante. Nous avons indiqué plus haut qu'à température égale, l'émission était proportionnelle à la surface.

c) La forme de la cathode est beaucoup plus favorable. On peut, en effet, démontrer qu'il y a avantage à rendre aussi petit que possible le rapport $\frac{r_p}{r_c}$ du diamètre de l'anode r_p (dans le cas d'une anode cylindrique) à celui de la cathode.

d) L'inertie calorifique de la cathode devient considérable. Elle met pratiquement 20 ou 25 secondes pour atteindre sa température de régime. Il devient possible de chauffer la cathode en courant alternatif sans que la température varie d'une manière appréciable au cours d'une alternance. Pour certaines applications, ce résultat est extrêmement important (récepteurs sur le secteur alternatif).

Il est juste d'ajouter que cette inertie calorifique n'est atteinte qu'au prix d'un rendement électronique beaucoup plus mauvais [1]. Mais cela n'a aucune importance pour les tubes destinés à fonctionner sur secteur. La puissance empruntée demeure, malgré cela, pratiquement acceptable (de l'ordre de 1,3 watt pour les tubes ordinaires et de l'ordre de 7,6 watts pour les tubes de puissance).

133. Résistance intérieure du tube diode. — La notion de résistance intérieure d'un tube diode et, en général, d'un tube électronique doit être considérée comme l'extension de la notion de résistance acquise en courant continu. On dit qu'il y a *résistance interne* parce qu'une augmentation de tension anodique correspond à une augmentation d'intensité anodique dI_a. On convient de nommer résistance intérieure en un point de la caractéristique le quotient $\frac{dV_a}{dI_a}$.

Nous verrons par la suite que cette notation, extrêmement importante, a été étendue aux tubes à plusieurs électrodes. On peut voir d'après la figure 99 que la résistance est l'inverse de la tangente de l'angle α, α étant

1. La consommation filament d'un tube moderne à chauffage direct est de 0,13 watts. — Celle d'un tube à chauffage indirect de caractéristiques voisines est de 1,25 watt, c'est-à-dire pratiquement 10 fois plus.

déterminé par la tangente à la courbe au point considéré et l'horizontale. On aurait par exemple :

$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$; ρ étant la résistance interne du tube en ohms ; ΔV_a la variation de tension anodique en volts ; ΔI_a la variation d'intensité anodique correspondante en ampères.

D'après cela, on conçoit que la résistance interne d'un tube diode n'est pas une constante, précisément parce que la caractéristique n'est pas droite.

Pour les diodes détecteurs elle est de l'ordre de 50 000 à 100 000 ohms; pour les tubes redresseurs, elle est beaucoup plus faible (de l'ordre de quelques centaines d'ohms).

APPENDICE DU CHAPITRE VIII

Cathodes à oxydes.

La théorie du fonctionnement des cathodes à oxydes n'est pas encore établie d'une manière satisfaisante. Le mécanisme de l'émission n'est pas encore élucidé. Après fabrication, une cathode ne fournit normalement aucun électron. Elle doit subir un traitement spécial : *l'activation.*

Cette activation est fonction de l'intensité électronique. C'est pour cette raison qu'il est impossible de définir une *intensité de saturation.* En effet, à chaque nouvelle valeur d'intensité correspond une nouvelle activation. Il y a augmentation d'intensité, jusqu'au moment où la cathode se détruit.

CHAPITRE IX

Le tube triode.

134. Généralités. — On transforme un tube diode en un tube triode en plaçant une troisième électrode nommée *la grille* ou, d'une manière plus précise : *la grille de commande,* entre la cathode et l'anode. Comme son nom l'indique, cette électrode est à claire-voie; elle est généralement constituée par un fil enroulé en spirale à pas plus ou moins lâche, suivant le résultat qu'on veut obtenir. La grille n'est pas forcément cylindrique. Elle peut être formée par un treillis métallique à mailles plus ou moins serrées. A priori, les différences de construction peuvent sembler peu importantes entre le tube diode et le tube triode. En réalité, il y a tout un monde si l'on considère le fonctionnement et les résultats.

Le tube diode est un redresseur dont les propriétés sont comparables à celles d'autres redresseurs, comme le détecteur à cristal ou à oxydes de cuivre. Mais le tube triode est un relais dont les propriétés sont la base solide du développement actuel de la *Radioélectricité.* Dans les acquisitions de la physique moderne, on n'entrevoit aucun phénomène susceptible de remplacer ceux dont le tube triode est le siège. Sans le tube triode, le domaine entier des ondes courtes serait probablement encore inexploré : Il n'y aurait, sans doute, ni Radiophonie, ni Radiodiffusion. On ne pourrait entrevoir les possibilités de la Télévision.

Bien mieux, les applications du tube triode ont débordé depuis long temps le domaine de la radioélectricité.

Le point essentiel était le passage du tube diode au tube triode. Les perfectionnements ultérieurs qui ont conduit à la conception des tubes plus complexes : tétrode, penthode, etc... sont d'une importance beaucoup moins grande.

L'inventeur du tube à trois électrodes est l'Américain *Lee de Forest.*

135. Effet de la grille. — Nous représenterons schématiquement le tube triode comme nous l'avons fait dans la figure 100. La plaque est portée à une tension V_a et la grille à une tension V_g.

Imaginons d'abord que la grille ne soit pas connectée. Nous serons en présence d'un tube diode. Les électrons, vaporisés par la cathode, se précipiteront vers l'anode portée à une tension positive V_a. Le nombre d'électrons captés en une seconde par la plaque dépendra de la tension appliquée. C'est précisément ce que traduit la caractéristique figure 98. En d'autres termes, l'intensité du courant anodique dépend de la tension anodique. C'est, d'ailleurs, de cette remarque qu'est née la notion de résistance intérieure du tube diode.

Nous avons déjà montré plus haut (§ 127) que deux facteurs s'opposent au libre départ des électrons.

a) La charge positive sur la cathode laissée par le départ les électrons.

b) La charge négative constituée par le nuage d'électrons entourant la cathode. La résultante des actions élémentaires des électrons est la charge d'espace.

La tension anodique a précisément pour effet d'aider les électrons à vaincre ces antagonismes.

Portons maintenant la grille à une tension *négative* par rapport à la cathode (fig. 100). Nous observons immédiatement que le courant i_a

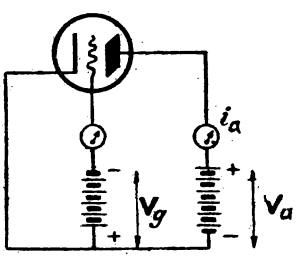


Fig. 100.

diminue d'intensité. Bien mieux : si la tension appliquée à la grille est assez élevée, le courant anodique est *complètement supprimé*. En même temps, nous pourrons observer qu'aucun courant n'est fourni par la batterie qui nous a servi à porter la grille à une tension négative. *Cette remarque est extrêmement importante.*

136. Interprétation électronique (fig. 101). — Il est aisé d'interpréter les observations précédentes. Imaginons, figure 101, un électron qui est chassé de la cathode avec une certaine vitesse v.

Dès qu'il a quitté la cathode, il est soumis à un certain nombre de forces et son action sera, naturellement, déterminée par la résultante.

Énumérons ces actions diverses :

1. *Vitesse propre.*

Il y a d'abord la vitesse propre de l'électron qui dépend de beaucoup de facteurs, et, en particulier, de la température de la cathode et de sa nature. Pour une même température, il y aura des électrons lents et des électrons rapides. Cette vitesse est toujours très faible. Elle n'a d'influence

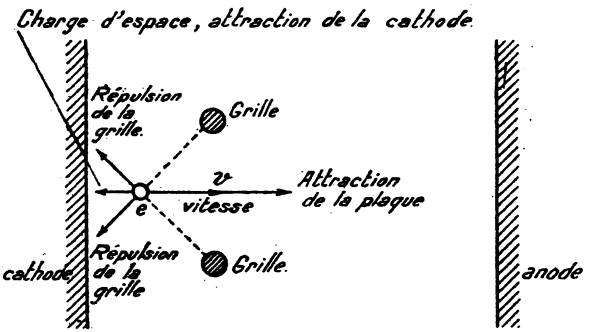


Fig. 101.

qu'au voisinage même de la cathode. A quelque distance, elle devient négligeable par rapport à la vitesse communiquée par le champ électrique accélérateur.

2. *Répulsion de la charge d'espace.*

L'électron sera immédiatement freiné par le nuage d'électrons qu'il doit franchir. Cette action diminuera à mesure qu'il s'élèvera davantage dans le nuage d'électrons. Si sa vitesse lui permettait de le franchir, l'action changerait de sens et tendrait, au contraire, à l'éloigner de la cathode.

3. *Attraction de la cathode.*

L'électron, en quittant la cathode, a laissé sur elle une charge positive égale à sa propre charge négative. Cette accumulation des charges correspondant à tous les électrons fugitifs se traduit finalement par un effet retardateur. Cette action tend à rappeler l'électron sur la cathode.

4. *Attraction de la plaque.*

La tension positive appliquée à la plaque agit dans le même sens que la vitesse propre. Elle est d'autant plus grande que la plaque est portée à une tension plus élevée et qu'elle est moins éloignée de la cathode.

5. *Répulsion de la grille.*

La grille, portée à une tension négative par rapport à la cathode,

vient renforcer l'action de la charge d'espace. Mais son effet dépend naturellement de la grandeur de la tension négative appliquée — ainsi que la distance de la grille à la cathode. Elle dépend aussi du *pas* de la grille. Il faut, en quelque sorte, que les électrons puissent se faufiler à travers les barreaux de la grille. Si ces barreaux sont très serrés les électrons auront beaucoup moins de chance de pouvoir échapper à ce contrôle.

On peut résumer toutes ces observations par le croquis figure 101 sur lequel des flèches indiquent les différentes forces appliquées à l'électron.

Pour que l'électron considéré puisse atteindre la plaque et se révéler par un courant anodique, il faut qu'il possède, au départ, une vitesse suffisante pour lui permettre de franchir la barrière de potentiel constituée par la charge d'espace et la grille (fig. 102). Dès que l'électron a traversé

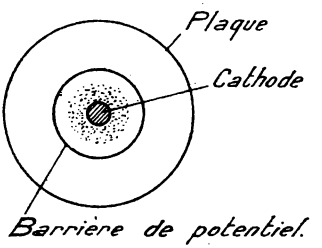


Fig. 102.

le passage dangereux, l'action de la barrière de potentiel *change brusquement de sens* et s'ajoute à celle de l'anode. On comprend d'après cela que le mouvement de l'électron entre la cathode et l'anode n'est pas un simple mouvement uniformément accéléré mais qu'il est, en réalité, beaucoup plus complexe. Suivant qu'un électron passe plus ou moins près des électrodes accélératrices ou retardatrices, il peut arriver sur la plaque avec une vitesse notoirement différente.

137. Action de la grille. — Supposons maintenant que tous les éléments soient fixés, sauf la tension de la grille. Ces éléments sont, nous le rappelons, la tension anodique, la distance entre plaque et cathode, le diamètre de la grille, en admettant, pour simplifier, qu'elle soit cylindrique, l'écartement ou *pas* des différentes spires de grille, le diamètre, la nature et la température de la cathode.

Pour une certaine tension de grille, nous observons que le milliampèremètre disposé dans le circuit anodique accuse une certaine intensité de courant i_a. Ce courant mesure, en somme, le nombre d'électrons qui atteint la plaque en une seconde. L'action de la grille permet de faire un choix parmi tous les électrons qui quittent la cathode. En effet,

ainsi qu'il a déjà été observé plus haut, ces électrons sont animés de vitesses très différentes. Les uns sont rapides, les autres lents. Seuls les électrons doués d'une énergie cinétique suffisante ($\frac{1}{2}\ mv^2$) peuvent franchir la barrière de potentiel. Les autres sont refoulés vers la cathode. Il faut aussi comprendre que l'action de la grille ne se manifeste pas de la même manière en tous les points de la cathode. Il est évident que l'action d'une spire de grille est plus importante pour les points de la cathode situés immédiatement « sous » cette spire.

Si nous appliquons à la grille une tension négative plus élevée, nous augmentons la difficulté du parcours. Le nombre des électrons vainqueurs de l'épreuve sera encore plus réduit. *En conséquence, l'intensité anodique sera encore plus faible.*

Si nous continuons dans le même sens, il arrivera un moment où tous les électrons déclareront forfait : *il n'y aura plus de courant anodique.*

138. Courant de grille. — Dans les conditions habituelles d'utilisation du tube triode amplificateur, il n'y a aucun courant dans le circuit de grille. Le milliampèremètre disposé dans le circuit (fig. 100) demeure au zéro. Cela se conçoit sans peine : quand le hasard de son évasion amène un électron dans le voisinage de la grille, il s'en écarte à toute vitesse car la répulsion s'accroît comme diminue la distance. Elle est, en toute exactitude, proportionnelle *à l'inverse du carré* de la distance. Aussi les trajectoires de tels électrons auront-elles, par exemple, l'allure représentée sur la figure 103.

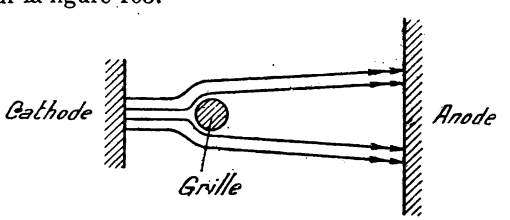


Fig. 103.

Cette répulsion croît aussi avec la grandeur de la tension négative de grille.

On peut très bien concevoir que, pour des tensions de grille assez faibles, certains électrons, animés d'une grande vitesse, puissent atteindre la grille et donner ainsi naissance à un courant I_g. *L'expérience montre qu'il en est bien ainsi.* Le courant de grille commence à avoir une valeur mesurable par les moyens usuels pour une tension négative de grille de l'ordre de 1,3 volt. On rapprochera cette observation du fait qu'il est

nécessaire d'appliquer une tension négative sur l'anode d'un diode pour supprimer le courant anodique. C'est exactement le même phénomène.

Pratiquement, on peut admettre qu'il n'y a pas de courant de grille parce que le régime de fonctionnement normal du tube triode correspond à des tensions négatives de grille supérieures à 1, 3 volts (en valeur absolue).

139. Le tube triode est un relais. — Le tube triode est un relais sans inertie appréciable. C'est le secret de ses qualités. Il nous permet de modifier l'intensité de courant anodique (I_a) en agissant tout simplement *sur la tension de grille.* L'énergie électrique nécessaire pour modifier la tension de grille peut sembler nulle au premier examen. Nous venons, en effet, d'observer qu'il n'y a pas de courant de grille. Or la puissance fournie par la source de tension V_g est égale précisément à V_g multiplié par l'intensité fournie. Comme cette dernière est nulle, il semble qu'on peut conclure que la puissance est nulle aussi.

Ce n'est pas tout à fait exact. Il faut, en effet, considérer que la grille, associée à la cathode, constitue un minuscule condensateur. Quand nous portons la tension de grille depuis zéro volt jusqu'à V_g volt, nous communiquons à cette capacité une énergie électrique égale à $\frac{1}{2} C_{kg} V_g^2$; si C_{kg} est la capacité de la grille par rapport à la cathode.

Mais cette capacité est de l'ordre de quelques micromicrofarads. On peut pratiquement la négliger dans la plupart des cas.

Par contre, nous sommes libres de déterminer, dans une mesure importante, l'énergie libérée dans le circuit de plaque. La puissance électrique est, en effet, empruntée à la batterie. *Ainsi donc, le tube triode est un relais.* Mais c'est un relais perfectionné en ce sens qu'il ne fonctionne pas par « tout ou rien », comme un relais conjoncteur-disjoncteur, mais qu'il peut proportionner son action en accord exact avec l'action qu'on transmet à la grille.

On peut comparer le principe de fonctionnement du tube triode à celui d'un moteur automobile. En appuyant sur la pédale de l'accélérateur le conducteur libère, à son gré, la puissance du moteur. En appuyant à peine, la puissance est faible. En appuyant à fond elle est maximum. La puissance développée par le conducteur lui-même peut être rendue parfaitement négligeable. En tous les cas, elle n'a point la même source que la puissance du moteur. La première est de l'énergie musculaire, la seconde est empruntée à la chaleur de combustion de l'essence.

140. Courbes caractéristiques du tube triode. — Il est indispensable de préciser les phénomènes que nous venons de décrire. C'est

ce que nous permettra de faire commodément le montage figure 104. Nous pouvons, en effet, connaître à chaque instant l'intensité anodique i_a, en fonction d'une variable quelconque qui sera, par exemple, la tension

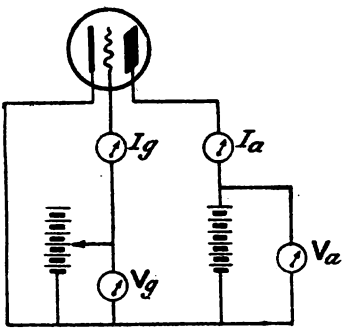


Fig. 104.

V_g appliquée sur la grille. Nous pourrons condenser la série des résultats sous forme de tableau, soit mieux encore, sous forme de courbes caractéristiques.

141. Caractéristiques (I_a/V_g). — C'est la caractéristique qui donne la valeur de l'intensité anodique i_a, en fonction de la tension de grille. Il est évident qu'on peut tracer autant de caractéristiques différentes qu'on veut : il suffit de faire le relevé pour une autre valeur de la tension anodique.

D'ailleurs, ces caractéristiques sont à peu près semblables. On peut passer de l'une à l'autre par un simple glissement.

La caractéristique I_a/v_g est, d'abord, pratiquement tangente à l'axe des abscisses. Elle comporte une région fortement courbée puis se prolonge par une partie qui est presque parfaitement droite.

Nous avons tracé (fig. 105) une famille de caractéristiques d'un tube moderne usuel (EBC3).

142. Caractéristiques (I_a/V_a). — Mais on peut aussi fixer la tension de grille et faire varier la tension anodique. Nous obtiendrons ainsi (fig. 106) une autre famille de caractéristiques. Il est évident qu'on peut facilement passer d'une famille à l'autre et, qu'en réalité, les renseignements fournis par une des figures 105 et 106 sont suffisants pour fixer avec précision les propriétés d'un tube triode.

143. Inclinaison ou pente (s). — La propriété principale d'un tube triode, c'est l'action d'une variation de tension de grille sur l'intensité

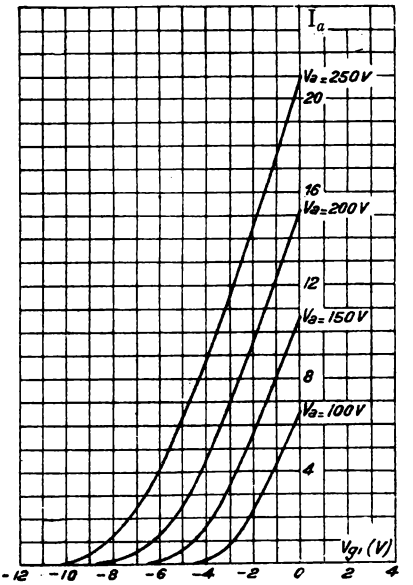


Fig. 105.

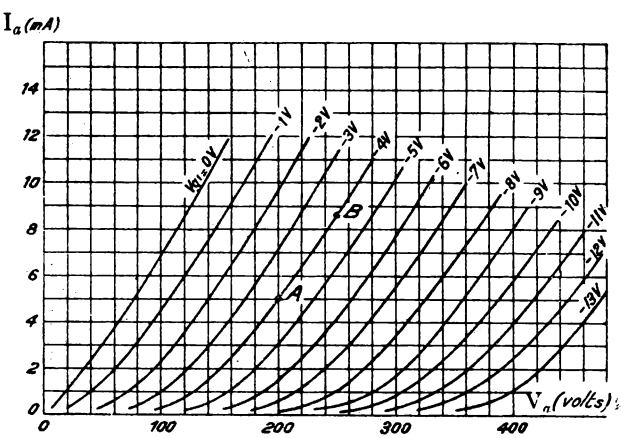


Fig. 106.

du courant anodique. On conçoit que le pouvoir d'amplification d'une lampe soit sous la dépendance de cet effet.

Pour une même variation de tension de grille, la variation correspondante de courant anodique sera d'autant plus importante que les caractéristiques de la figure 105 seront plus inclinées. Il est donc particulièrement intéressant de connaître une mesure de cette *inclinaison*. Cette constante est encore appelée la *pente*. Elle est souvent désignée par la lettre *s* (des mots allemands : *steilheit* et anglais : *slope*).

Nous adopterons désormais la première notation qui a été normalisée. Elle s'exprime en *milliampères par volt*.

Dans les parties droites de la caractéristique (fig. 106) la pente du tube considéré est de l'ordre de 2 *m*A/V. Il est, en effet, évident que la pente n'est constante que dans les parties de caractéristique qui peuvent être considérées comme des droites. Lorsqu'on exprime la pente d'une caractéristique, il faut toujours préciser en quel point la mesure a été faite. Le chiffre le plus important est évidemment celui qui exprime *la pente au point d'utilisation ou de fonctionnement.*

Certains constructeurs signalent *la pente maximum*. C'est généralement celle qui correspond à zéro volt grille. Le chiffre ainsi mesuré est généralement plus favorable que le chiffre précédent.

Cette même constante *s* est désignée par les constructeurs américains sous le nom de « *Conductance mutuelle* », ou « *Transconductance* ». On peut, en effet, observer que le quotient est l'inverse d'une résistance. C'est donc une *conductance* [1] qui s'exprime en *mho*.

Pour la commodité des chiffres, les américains utilisent, non pas le *mho*, mais le *micromho* qui est un million de fois plus petit. En conséquence, 1 milliampère par volt correspond à 0,001 A $\times$ 10^6 ou 1 000 micromhos.

144. Résistance intérieure ou impédance (ρ). — Nous avons défini la résistance interne d'un tube diode comme le rapport de l'accroissement de la tension appliquée à l'accroissement de l'intensité de courant correspondante :

$$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}.$$

Cette même définition convient également à la résistance interne du tube triode. Nous ferons subir à la tension anodique une petite variation

1. Voir tome I, n° 133, page 138.

ΔV_a et de la variation correspondante ΔI_a on déduira la résistance interne. Le chiffre sera d'autant plus exact que le segment de caractéristique considéré sera plus voisin d'une droite.

La famille de caractéristiques (fig. 106) permet de déterminer facilement la grandeur de R_i dans les parties droites. Cherchons, par exemple, la résistance intérieure correspondant à l'utilisation normale. Pour le tube considéré, la tension anodique peut varier entre 200 et 250 volts et la polarisation négative est alors de l'ordre de 4 volts.

Nous utiliserons donc la caractéristique — 4 volts entre 200 et 250 volts; la variation d'intensité correspondante est de 0,0085A — 0,005A.

On en déduit que la résistance interne moyenne est de :

$$\frac{250 - 200}{0{,}0085 - 0{,}005} = 14\,500 \text{ ohms environ.}$$

Il est évident, d'après les courbes (fig. 106) que la résistance interne d'un tube triode varie :

a) avec la tension anodique,

b) avec la tension de grille (ou polarisation).

145. Coefficient d'amplification en tension. — Nous avons deux moyens à notre disposition pour faire varier l'intensité anodique. Nous pouvons :

a) *agir sur la tension de grille.* C'est l'importance de cette fonction que mesure précisément la *pente* ou *inclinaison*, coefficient qui a été défini plus haut.

b) *agir sur la tension de plaque.* Cette action est mesurée par *la résistance intérieure* ou *impédance.*

Mais on peut aussi chercher à définir, en quelque sorte, l'équivalence entre ces deux fonctions.

Reprenons le faisceau de caractéristiques (fig. 105).

Avec une tension anodique de 200 volts, l'intensité anodique est de 0,007 A pour une tension de polarisation de 3 volts.

Pour cette même tension de polarisation l'intensité passe de 0,007 à 0,0115 quand nous portons la tension anodique à 250 volts.

Mais, sans toucher à la tension anodique, nous pouvons obtenir la même intensité de courant. Il nous suffira, pour cela, de diminuer la polarisation jusqu'à 1,3 volts environ.

Nous pouvons en déduire qu'une variation de tension anodique de 250-200 ou 50 volts a le même effet qu'une variation de tension de grille de 3-1,3 ou, 1,7 volts.

Par définition, on dira que le coefficient d'amplification en tension de la lampe est de :

$$\frac{250 - 200}{3 - 1{,}3} \text{ ou environ } 30.$$

Ce coefficient est généralement désigné soit par la lettre k, soit par la lettre μ. Nous adopterons désormais la première notation qui a été normalisée.

Un coefficient d'amplification étant un quotient de deux tensions est un chiffre pur.

146. Durchgriff. — Les techniciens allemands utilisent plus volontiers l'inverse du coefficient précédent et le désignent sous le nom de « *durchgriff* », expression composée dont la traduction précise n'est pas possible (durch = exprime l'idée de passer à travers; griff exprime l'idée de saisir). R. Mesny a proposé le terme « *transparence* » en remarquant que le durchgriff exprime la facilité avec laquelle les électrons traversent (durch), échappent à l'emprise (griff) de la grille.

Le « Durchgriff » désigné par la lettre D, s'exprime en centième (ou en %).

Dans le cas précédent, on aurait :

$$D = \frac{1}{k} = \frac{1}{30} \text{ ou } 3{,}3\,\%.$$

147. Relation fondamentale entre k, ρ et s. — Lorsque nous faisons varier d'une quantité ΔV_a la tension anodique, le courant anodique varie d'une quantité ΔI_a Si ΔV_a représente la variation de tension de grille produisant le même effet, nous pouvons écrire :

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \rho \text{ (résistance interne)}$$

et

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = k.$$

Divisons la seconde expression par la première :

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \times \frac{\Delta I_a}{\Delta V_a} = \frac{k}{\rho}$$

Mais le premier membre est égal à $\frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$ c'est-à-dire au coefficient que nous avons nommé *l'inclinaison* et désigné par la lettre s.

Nous avons donc la relation fondamentale :

$$s = \frac{k}{\rho} \quad (s \text{ en milliampères par volt si } \rho \text{ en milliers d'ohms})$$

148. Variation de k, ρ et s. — Les coefficients k, s et ρ ne peuvent être considérés comme parfaitement constants que sous certaines réserves déjà exprimées dans les paragraphes précédents. Dire, par exemple, que la *pente* de tel tube triode est de 1,6 mA/V ne signifie rien quant aux qualités du tube, si les conditions de la mesure ne sont pas précisées.

Il en est de même pour la résistance intérieure. Une polarisation exagérée correspond à une exagération de la résistance interne. Le point de fonctionnement se trouve alors dans les parties courbes de la caractéristique.

L'expérience montre que le coefficient k est constant dans des limites beaucoup plus étendues. Cette observation s'explique parce que ρ et s varient en sens inverse de telle sorte que leur produit, précisément égal à k soit sensiblement constant. Ces remarques sont graphiquement illustrées par les courbes figure 107.

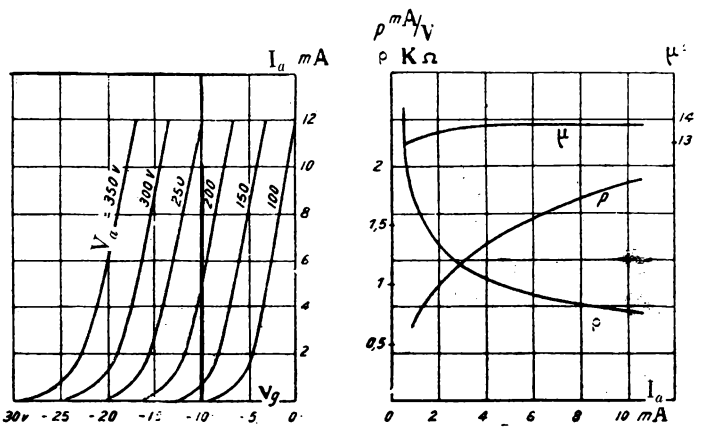


Fig. 107.

149. Sens physique du coefficient k. — L'équation caractéristique du tube triode devra mettre en évidence le fait important qu'une variation de V_g volt, sur la grille produit le même effet qu'une variation de V_a ou $V_g \times k$ volts sur la plaque.

Elle sera donc, en conséquence, de la forme suivante :

$$I_a = F\left(V_g + \frac{V_a}{k}\right).$$

Expression dans laquelle F est une fonction qu'il s'agit de déterminer et qui n'a de sens que pour les valeurs positives de I_a, et les valeurs négatives de V_g.

Barkhausen a montré que le coefficient k était sensiblement égal au rapport des capacités entre la grille et la cathode (C_{kg}) et entre la plaque et la cathode (C_{kp}).

$$k = \frac{C_{kg}}{C_{kp}}.$$

Cette remarque permet de comprendre que :

1°) Le coefficient d'amplification d'une lampe ne dépend pas des qualités émissives de sa cathode. Il dépend de ce qu'on a nommé la *géométrie* des électrodes.

2°) Si nous supposons fixée la distance cathode-plaque, nous aurons deux moyens d'augmenter le coefficient d'amplification :

a) Rapprocher la grille de la cathode (ce qui augmentera la capacité C_{kg}).

b) Utiliser une grille à mailles aussi fines que possible. Mais, l'expérience montre que, dans cette voie, on est rapidement limité, parce qu'au delà d'un certain point, la capacité effective n'augmente sensiblement plus.

3°) Si la distance cathode-grille était fixée nous aurions encore le moyen *b*) du précédent paragraphe ainsi que celui qui consisterait à augmenter le diamètre de la plaque (ce qui diminuera la capacité C_{kp}).

150. Sens physiques des coefficients s et ρ. — Les coefficients s et ρ dépendent à la fois de la géométrie du tube et des qualités émissives de la cathode.

D'une manière générale, quand on cherche à augmenter le coefficient d'amplification d'un tube, on augmente, en même temps, sa résistance intérieure et on diminue sa pente.

En améliorant le pouvoir émissif de la cathode, on diminue la résistance intérieure et on augmente la pente. On obtient naturellement le même résultat en augmentant la surface de la cathode.

En branchant en parallèle deux tubes identiques, on obtient un tube de même coefficient d'amplification et de résistance interne divisée par deux. Il en résulte évidemment que la pente est deux fois plus élevée.

151. Étude théorique élémentaire du tube triode. — La caractéristique d'un tube triode donnant l'intensité de courant I_a en fonction de la tension anodique V_a a une forme qu'on peut immédiatement rapprocher de celle d'un tube diode. Cette remarque conduit à la considération du *tube diode, équivalent à un tube triode donné.*

La plaque de ce diode imaginaire occuperait la position de la grille du tube triode et sa tension anodique serait $\left(V_g + \frac{V_a}{k}\right)$ et, dans ces conditions, on pourrait écrire encore l'équation de Langmuir :

$$I_a = K\left(V_g + \frac{V_a}{k}\right)^{3/2}$$

Il ne faut d'ailleurs, voir, dans l'équation précédente, qu'une expression approximative valable sous certaines réserves déjà exprimées à l'occasion des tubes diodes.

La forme de la caractéristique serait ainsi une parabole semi-cubique et ne présenterait aucune région droite. L'expérience montre qu'il n'en est pas ainsi et, qu'au prix d'une erreur très faible, on peut considérer que des régions assez étendues sont droites.

Dans ces conditions on pourra remplacer l'équation précédente par la suivante :

$$\rho I_a = k V_g + V_a - U \ .$$

U est une constante toujours positive — qui peut être considérée comme la tension de plaque pour laquelle la caractéristique I_a/V_a passe par le point zéro (fig. 106). Dans le cas considéré, cette valeur est pratiquement nulle. Mais il n'en est pas toujours ainsi pour tous les modèles de tubes et plus particulièrement pour les tubes d'émission.

Si l'on se borne à ne considérer que de petites variations, autour d'un point d'équilibre, l'équation précédente devient, en courant alternatif :

$$\rho I_a = k V_g + V_a \ .$$

152. Régimes de fonctionnement avec grille positive. — Jusqu'ici, nous avons supposé que la tension appliquée à la grille était toujours négative par rapport à la cathode. Nous aurons l'occasion d'observer par la suite que ce mode de fonctionnement est le plus répandu. Néanmoins, dans certaines applications (triode générateur d'oscillations — amplification classe B, etc....), la grille peut être portée à des valeurs instantanées positives. Il est donc indispensable d'étudier ce qu'il en peut résulter.

On utilisera, dans ce but, le montage de la figure 104.

On observe tout d'abord le prolongement de la caractéristique correspondant à des valeurs négatives de V_g (fig. 108).

La pente de la caractéristique demeure sensiblement constante et peut même, dans d'assez nombreux cas, être plus élevée.

On peut, en même temps, observer une augmentation progressive du courant de grille I.

A partir d'une certaine tension, la pente tend à diminuer, puis l'on observe alors l'existence d'un palier qui correspond au courant de saturation. Le cas n'est pas tout à fait le même que celui d'un diode ; il

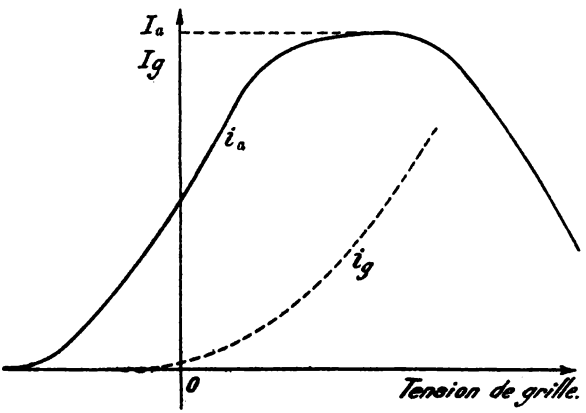


Fig. 108.

faut en effet observer que le courant anodique ne représente à ce moment-là qu'une certaine fraction du nombre total d'électrons vaporisés par la cathode. La fraction résiduelle correspond évidemment au courant de grille.

Pour des tensions de grille encore plus élevées, du même ordre de grandeur que la tension de plaque, on observe une diminution de l'intensité anodique. La grille capte de plus en plus d'électrons au détriment du circuit de la plaque.

153. Effet dynatron. Résistance négative (fig. 109). — On peut reprendre l'expérience précédente sous une autre forme, d'une signification peut-être plus nette. On portera la grille d'un tube triode à une tension très élevée : 120 volts par exemple dans l'exemple choisi et on mesurera l'intensité anodique pour des valeurs croissantes de la tension anodique (fig. 109).

L'intensité anodique qui n'est, d'ailleurs, pas nulle pour zéro volt, commencera par être régulièrement croissante jusque vers 10 volts environ. Après quoi, il y a diminution régulière d'intensité. L'intensité anodique s'annule pour une tension plaque de l'ordre de 25 volts et *elle change de sens.* Il y a *un courant inverse* de plaque dont la valeur absolue maximum sera, dans l'exemple de la figure 109, de l'ordre de 2mA.

Enfin, pour une tension de l'ordre de 90 volts, le phénomène change

encore de sens ; le courant s'annule une seconde fois pour une tension légèrement supérieure à 100 volts, puis croît rapidement jusqu'à l'intensité de saturation.

Si nous avions tracé la caractéristique du courant de grille nous aurions pu noter des variations en sens inverse, le courant de grille étant décroissant de *o* en *a*, croissant de *a* en *b* et de nouveau décroissant au delà du point *b*.

Reprenons l'examen de la courbe (fig. 109). Dans la branche de courbe

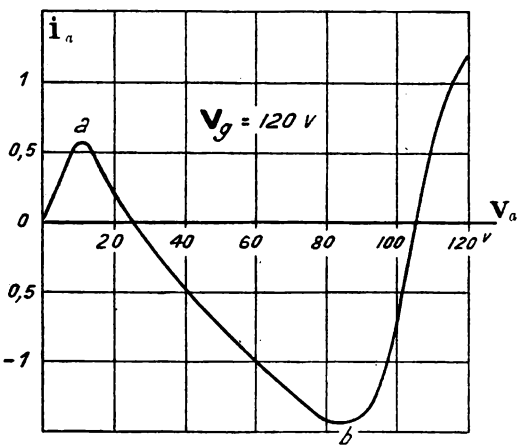


Fig. 109.

ab nous notons que l'intensité de courant décroît quand croît la tension appliquée. *En d'autres termes le coefficient* $\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$ *défini comme la résistance intérieure est négatif.* C'est *l'effet dynatron,* qui a reçu un certain nombre d'applications (entretien d'oscillations).

154. Interprétation électronique. Électrons secondaires. — On pourrait être tenté de voir une contradiction dans le fait que le courant anodique est, dans certaines conditions, en sens inverse du courant normal. Nous allons montrer qu'il n'en est rien.

Dans la région O*a* les électrons sont fortement accélérés par la grille portée à une tension positive très élevée. Un certain nombre, emportés par leur vitesse franchissent la grille pour atteindre la plaque. En règle générale, le courant plaque n'est pas nul, même pour une tension plaque nulle.

A mesure qu'augmente la tension appliquée, l'effet accélérateur de la

plaque s'ajoute à celui de la grille. La vitesse des électrons augmente encore. A partir du point *a* les chocs sur la plaque sont si violents qu'ils provoquent l'arrachement des électrons du métal. Ces *électrons secondaires*, partant en sens inverse, sont captés par la grille. Ils correspondent à une augmentation d'intensité du courant de grille et à une diminution d'intensité du courant de plaque.

Pour une tension de 25 volts, le courant plaque s'annule. *Cela veut dire que les électrons primaires qui atteignent la plaque sont en nombre égal aux électrons secondaires qui la quittent.*

Au delà de 25 volts le courant plaque change de sens. C'est parce que les électrons secondaires sont *en plus grand nombre que les électrons primaires*. A partir du point *b*, il y a de nouveau diminution parce que le champ accélérateur de la grille, *par rapport à la plaque*, n'est plus suffisant pour collecter et attirer les électrons secondaires produits.

Le phénomène des électrons secondaires a reçu de très importantes applications sur lesquelles nous reviendrons. Nous retiendrons pour l'instant que les faits observés ne sont nullement en contradiction avec la théorie normale du tube à trois électrodes.

155. Note pratique sur l'effet Dynatron. — Le tube dont la caractéristique « dynatron » est tracée sur la figure 109 est un tube spécial. Il ne faudrait pas s'aviser de vouloir relever une telle caractéristique avec un tube normal de réception (EBC3, 76, 6C5, etc...). En effet ces tubes sont construits pour fonctionner avec grille négative. Un fonctionnement, même pendant une durée réduite, avec une tension de grille positive de 120 volts (cas de la fig. 109) provoquerait presque instantanément la destruction du tube. On ne peut guère se permettre d'effectuer ces expériences qu'avec des tubes à cathode en tungstène pur.

156. Amplification par tube Triode. — Amplifier une tension quelconque, c'est la remplacer par une tension de même forme mais d'une amplitude plus grande.

Le tube triode peut être utilisé pour l'amplification des tensions continues ou variables. Mais l'amplification des tensions continues n'est utilisée que dans des buts assez spéciaux (régulateur anti-fading, par exemple). Nous aurons l'occasion d'étudier tout spécialement le cas dans le tome III (voir aussi § 201).

Les tensions variables utilisées en radio peuvent toujours se ramener à des tensions périodiques (série de Fourier). Il est donc parfaitement justifié de ramener, en première approximation, tous les problèmes d'amplification au cas des tensions sinusoïdales.

Le schéma de principe d'un tube triode amplificateur est indiqué (fig. 110).

Les tensions à amplifier sont appliquées entre grille et cathode du tube amplificateur par l'intermédiaire d'une batterie de polarisation V_g dont le rôle est de fixer le point de fonctionnement au repos.

La plaque est portée à une tension positive grâce à la batterie V_a. Dans le circuit de plaque se trouve une *impédance d'utilisation* ou *impédance de charge* Z_a.

Les variations alternatives de tensions de grille produites par V_g provoquent des variations correspondantes de courant de plaque. On trouve donc des tensions alternatives V_a aux bornes de l'impédance Z_a.

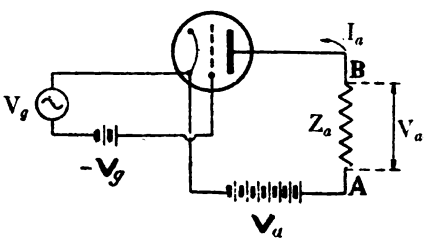


Fig. 110.

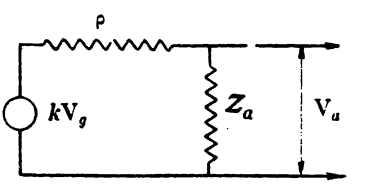


Fig. 111.

157. Amplification ou Gain. — Si la tension alternative d'entrée est V_g et si la tension aux bornes de Z_a est V_a on dira que *l'amplification* ou « gain » est de $A = \frac{V_a}{V_g}$ On peut exprimer l'expression du gain en fonction des différentes constantes.

Si k est le coefficient d'amplification du tube, tout se passe comme s'il existait, dans le circuit anodique une source de tension égale à $k\,V_g$.

Le schéma du circuit anodique peut donc être ramené à celui de la figure 111 dans lequel ρ est l'impédance du tube.

Ce croquis montre que kV_g est proportionnel à $\rho + Z_a$ alors que V_a est proportionnel à Z_a.

Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{V_a}{kV_g} = \frac{Z_a}{Z_a + \rho} \qquad \text{d'où nous tirons} \qquad A = \frac{V_a}{V_g} = k\,\frac{Z_a}{Z_a + \rho}.$$

L'examen de cette expression fondamentale nous suggère les remarques suivantes :

1. Les impédances ne s'ajoutent pas arithmétiquement, mais on peut remarquer qu'en pratique Z_ρ se comporte le plus souvent comme une résistance pure. La plupart des calculs admettent cette simplification.

1°) *Le maximum de gain* A *se produit pour* Z_a *aussi grand que possible. Dans ces conditions* $\frac{Z_a}{Z_a + \rho}$ *tend vers* 1 *puisque l'on peut alors négliger* ρ *par rapport à* Z_a *et ce gain est précisément égal au coefficient d'amplification.*

2°) On pourrait être tenté, d'après ce qui précède, de prendre Z_a aussi grand que possible. Mais, en règle générale, interviennent des limitations inéluctables. Il arrive fréquemment, par exemple et , que Z_a soit tout simplement constitué par une résistance R_a. Dans ce cas particulier l'expression du gain devient :

$$\boxed{\frac{kR_a}{R_a + \rho}.}$$

Mais il est évident que si le courant anodique moyen déterminé par la polarisation est I_a, la tension anodique n'est plus V_a, mais $V_a - R_a I_a$. On ne peut donc augmenter indéfiniment R_a car on réduirait alors la tension anodique au delà des valeurs admissibles.

2°) *Il y a opposition de phase entre la tension à amplifier* V_g *et la tension amplifiée* V_a. Il faut, en effet, comprendre que la tension alternative V_a (fig. 110) est, en réalité, créée par la chute de tension alternative dans l'impédance Z_a. Lorsque la tension instantanée V_g est *maximum*, la tension V_a est *minimum*. Au maximum de V_g correspond le maximum d'intensité de I_a, c'est-à-dire le maximum de chute de tension dans Z_a et, en conséquence, le maximum de tension au point B.

158. Cas où Z_a demeure beaucoup plus petit que ρ. — Il est des cas très nombreux où l'impédance de charge Z_a est nettement plus petite que ρ.

Reprenons l'expression du gain établie plus haut :

$$A = k \frac{Z_a}{Z_a + \rho}.$$

Nous pouvons d'apres notre hypothèse négliger Z_a par rapport à ρ dans le dénominateur :

$$A = \frac{kZ_a}{\rho}. \qquad (2)$$

Mais $\frac{k}{\rho} = s$ (voir plus haut n° 147).

En conséquence :

$$\boxed{A = Z_a \times s}$$

Le gain est alors tout simplement égal au produit de la pente du tube par l'impédance d'utilisation. Il faut naturellement exprimer la

pente en *Ampères par Volt*, quand l'impédance d'utilisation est exprimée en ohms.

Nous arrivons à cette conclusion très importante :

Dans un tube à très grande impédance interne, le facteur intéressant, quand il s'agit d'obtenir une grande amplification en tension, c'est la pente ou inclinaison de la caractéristique.

159. Point de repos. Point de fonctionnement. Caractéristique dynamique (fig. 112).

Cherchons à analyser le fonctionnement d'une lampe amplificatrice correspondant au schéma de la fig. 110 et supposons, pour simplifier, que la charge anodique Z_a soit une simple résistance de 25 000 ohms. Nous appliquons à la grille de la lampe une certaine polarisation V_g et nous observons que le courant anodique ainsi déterminé est de 2 milliampères. La tension anodique V_a est de 250 volts. Comment allons-nous fixer le point correspondant, *ou point de repos* P_r, dans le réseau des caractéristiques ?

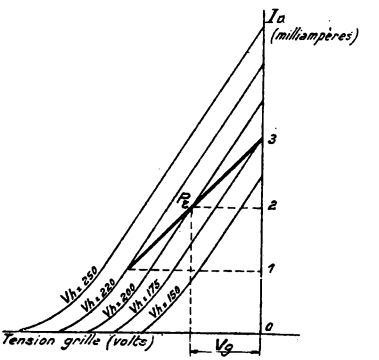


Fig. 112.

Il est évident que ce point est situé sur la verticale qui passe par le point V_g. *Mais il n'est pas situé sur la caractéristique correspondant à la tension anodique* 250 *volts*. En effet, la tension effectivement appliquée à la plaque n'est pas 250 volts, car il y a nécessairement une chute de tension dans Z_a. La détermination est ici facile : la chute de tension est de 25 000 × 0,002 ou 50 volts. La tension effectivement appliquée à la plaque est de 250 — 50 ou 200 volts et le point P_r est situé, par conséquent, sur la caractéristique correspondant à cette dernière tension.

Appliquons, maintenant, une tension alternative à la grille.

Le point de fonctionnement va se déplacer dans le réseau des caractéristiques. Suivra-t-il la caractéristique 200 volts ? Non, car il y aura nécessairement des variations de la tension anodique effective. Si, par exemple, le courant anodique prend la valeur 3 milliampères, la chute de tension dans Z_a sera 0,003 × 25 000 = 75 volts et la tension anodique effective prend la valeur 250 — 75 = 175 volts. Puis, au cours de l'alternance suivante, le courant anodique sera de 1 milliampère, la chute de tension sera

de 25 volts et le point figuratif appartiendra à la caractéristique : 250 — 25 = 225 volts.

La trajectoire du point de fonctionnement correspondant à une résistance ou impédance de charge donnée est la *caractéristique dynamique*. Par opposition, les caractéristiques étudiées jusqu'à présent, correspondant à l'absence de charge anodique seront des *caractéristiques statiques*. Si ces dernières sont sensiblément droites, il en est de même pour les caractéristiques dynamiques.

160. Pente de la caractéristique dynamique.

La fig. 112 nous permet de noter immédiatement que :

1° *La pente des caractéristiques dynamiques est forcément inférieure à celle des caractéristiques dynamiques.*

2° *Les deux caractéristiques s'écartent d'autant plus l'une de l'autre que la résistance de charge est plus grande.*

Une impédance de charge infiniment grande correspondrait à une caractéristique dynamique horizontale. On peut, toutefois, se proposer de préciser mathématiquement ces résultats.

Nous avons indiqué plus haut que l'équation applicable aux faibles variations alternatives, dans la partie sensiblement droite des caractéristiques, pouvait s'écrire :

$$\rho I_a = kV_g + V_a$$

tant qu'il n'y a, dans le circuit anodique, aucune impédance autre que la résistance interne R_i, en circuit.

Si nous introduisons une résistance R_p en circuit, cette équation devient :

$$\rho I_a = kV_g - R_a I_a$$

qui peut s'écrire :

$$(\rho + R_a)\ I_a = kV_g \text{ car on a, dans ce cas, } V_a = -R_a I_a$$

Cette équation nous indique que tout se passe comme si la résistance interne était augmentée d'une quantité R_a. En conséquence, l'inclinaison de la caractéristique est moins importante et elle est précisément mesurée par :

$$\boxed{s' = \frac{k}{\rho + R_a}.} \qquad (1)$$

La caractéristique dynamique est donc, elle aussi, une droite, dans toute la région où les caractéristiques statiques peuvent, elles aussi, être considérées comme des droites.

Remarquons encore que l'expression (1) peut s'écrire :

$$p' \qquad s' = \frac{k}{\rho} \times \frac{1}{(1 + R_a/\rho)} \quad \text{ou} \quad \boxed{s' = s \frac{1}{1 + R_a/\rho}} \quad \text{puisque} \quad \frac{k}{\rho} = s$$

Si R_a est négligeable par rapport à ρ il n'y a rien de changé[1]. Au contraire, la pente tend vers zéro quand R_a devient très important.

Nous retrouvons ainsi les résultats trouvés graphiquement dans le paragraphe précédent.

161. Cas d'une charge inductive. — Le raisonnement précédent suppose que la charge anodique est une *résistance* pure. On peut aussi utiliser une charge *inductive;* en disposant, par exemple, une bobine de self-induction dans le circuit de plaque. Dans ces conditions, il n'y aura aucune chute de tension en *courant continu*

Le point de repos sera donc déterminé exactement comme si la charge était nulle. La caractéristique dynamique sera tracée à partir de ce point, si l'on peut considérer la charge imposée comme une résistance pure en courant alternatif.

Mais, dans le cas le plus général, il n'en sera pas ainsi et la charge conservera son caractère complexe d'impédance. Il y aura donc un *déphasage* entre l'intensité du courant qui traverse Z_a et la tension qui naît entre ses extrémités.

On peut montrer que, dans le cas d'une réactance pure, c'est-à-dire sans résistance, la trajectoire du point de fonctionnement est une *ellipse* décrite dans le sens direct (sens inverse des aiguilles d'une montre) s'il s'agit d'une réactance de self-induction, et dans le sens inverse s'il s'agit d'une réactance de capacité.

L'étude mathématique complète devient alors compliquée. Pour la simplifier on admet, le plus souvent, que la charge se comporte en courant alternatif, comme une résistance pure (cas d'un circuit oscillant à la résonance, cas d'un haut-parleur, etc...).

162. Droite de charge (fig. 113). — Considérons, maintenant, le réseau des caractéristiques I_a/V_a et traçons sur la partie gauche du dessin, le réseau des caractéristiques I_a/V_g avec une même échelle pour les intensités de courant. La correspondance entre les réseaux est évidente. Si nous appliquons une polarisation de — 4 volts pour une tension anodique de 250 volts, le point figuratif, en l'absence de charge anodique est

1. Nous verrons plus loin que tel sera le cas pour certains tubes tétrodes et penthodes.

P_1, auquel correspond évidemment le point P'_1 situé à l'intersection de la caractéristique — 4 volts, pour une tension anodique de 250 v lts.

Nous introduisons maintenant une résistance R_a dans le circuit anodique. Nous savons déjà que la tension anodique effective va baisser par suite de la chute de tension dans cette résistance et qu'elle prendra précisément la valeur : $V_a - R_a I_a$. La chute de tension suivra nécessairement la loi d'Ohm. Nous avons appris [1] que la traduction graphique de la loi d'Ohm est précisément une droite.

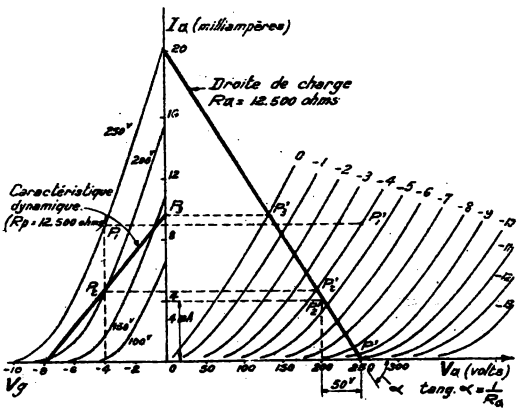


Fig. 113.

Le point de fonctionnement sera donc assujetti à être à la fois sur cette droite et sur les caractéristiques de la lampe. Il sera donc à leur intersection. Il nous reste à situer cette droite dans le réseau des caractéristiques $I_a V_a$. Cette opération est facile si l'on remarque que la tension effective appliquée à la plaque est précisément égale à la tension de plaque *quand l'intensité anodique est nulle* ($I_a = 0$, donc : $R_a I_a = 0$). La *droite de charge* coupe donc l'axe des abscisses au point correspondant à la tension anodique.

D'autre part, l'*inclinaison* de cette droite, c'est-à-dire son *coefficient angulaire* est évidemment $-\frac{1}{R_a}$. Pour fixer les idées, supposons qu'il s'agisse de tracer la droite de charge correspondant à une résistance de 12 500 ohms et à une tension anodique de 250 volts. Le point P' correspondant à 250 volts sur l'axe des abscisses est un point de cette droite. Nous savons aussi que son coefficient angulaire ou tangente de l'angle que fait la droite avec l'horizontale est de $-\frac{1}{12\,500}$. Elle est donc entièrement déterminée.

Pratiquement, nous procéderons plus simplement de la manière suivante : une résistance de 12 500 ohms est telle qu'une variation d'intensité de 4 milliampères produise une chute de tension de 0,004 × 12 500 ou 50 volts.

1. Voir tome II, n° 83.

A partir du point L, situé à 50 volts à gauche de P_1, nous élèverons une perpendiculaire dont l'intersection avec l'horizontale passant par 4 milliampères nous fixera un autre point de la droite. Il est évivent que nous aurions pu choisir toute autre valeur. Par exemple : 250 volts et 20 milliampères. On a, en effet, tout aussi bien : $0{,}020 \times 12\,500 = 250$.

Il est évident que la droite de charge se rapproche d'autant plus de l'horizontale que la charge est plus élevée. Une charge infiniment grande correspondrait à une droite de charge horizontale (coefficient angulaire nul).

Le tracé de la droite de charge nous permet d'analyser très facilement le fonctionnement de la lampe. Nous savons, par exemple, que si la polarisation appliquée est de 4 volts, le courant anodique a une intensité de 4,25 milliampères — puisque le point figuratif correspondant est P'_r.

Le tracé de la caractéristique dynamique est facile. Il suffit, en effet, d'établir une correspondance entre la droite de charge et le réseau des caractéristiques I_a/V_g. Au point P'_r correspondra évidemment le point P_r situé à l'intersection de la verticale qui passe par — 4 volts et de l'horizontale qui passe par P'_r. De même, le point P'_3, sur la caractéristique 0 volt, correspond à P_3 situé sur l'axe des ordonnées. La caractéristique dynamique est donc P_rP_3. On peut en déterminer autant de points qu'il est nécessaire

La droite de charge nous permet, par simple lecture, de connaître l'intensité de courant correspondant à une polarisation donnée.

Elle peut aussi nous donner le *gain en tension* d'un étage. Il suffit, en effet, de lire quelle variation de tension anodique correspond à une variation de tension de grille de 1 volt.

163. Cas d'une charge inductive. — Si l'impédance de charge a une résistance nulle en courant continu, le tracé s'opère d'une manière semblable. Il n'existe aucune chute de tension au repos. Le point de repos est donc déterminé simplement en traçant une verticale passant par la tension anodique, jusqu'à sa rencontre avec la caractéristique correspondant à la polarisation choisie L'intersection est précisément P_r. C'est ainsi, par exemple, que fig. 112, le point de repos serait P'_1, pour une tension anodique de 250 volts et une polarisation de — 4 volts. Si l'impédance de charge était encore de 12 500 ohms, on tracerait une parallèle à $P'P'_3$ passant par P'_1.

Dans le cas d'une charge complexe, la trajectoire du point de fonctionnement serait encore une courbe ovale. Son tracé serait alors beaucoup plus compliqué.

On pourrait, tout aussi bien, déterminer la droite de charge dans le cas où il existe une certaine résistance en courant *continu seulement* et une

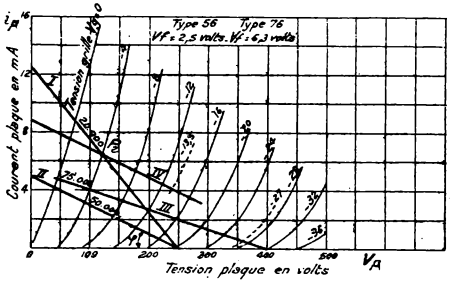


Fig. 113 *bis*.

DROITE	RÉSISTANCE DE CHARGE OHMS	TENSION ANODIQUE VOLTS
I	20 000	250
II	50 000	»
III	75 000	400

autre résistance en courant alternatif. Tel serait le cas, par exemple, d'une charge anodique constituée par un circuit accordé, et *découplé* par un ensemble résistance condensateur.

On déterminerait d'abord la droite de charge en courant continu, ce qui permettrait de connaître le point de repos. A partir de ce dernier on tracerait la droite de charge en courant alternatif.

Nous donnons quelques exemples de tracé, fig. 113 *bis* :

La droite IV est relative à une impédance de charge de 50 000 ohms, n'ayant aucune résistance ohmique, mais découplée à l'aide d'une résistance de 20 000 ohms, avec une tension anodique de 250 volts et une polarisation de — 4 volts.

164. Réaction d'anode. — La charge anodique (résistance R_a) a pour effet de réduire l'amplitude des variations d'intensité plaque. Cette réduction est d'autant plus importante que la charge anodique est plus grande.

Traçons (fig 114) en FP_rE la caractéristique statique supposée parfaitement droite d'un tube pour une tension V_a. La caractéristique dynamique sera, par exemple, la droite AP_rB.

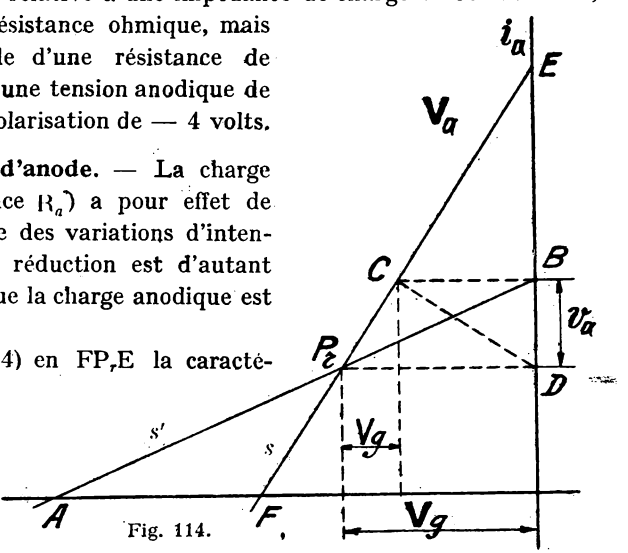


Fig. 114.

Pour une variation de grille V, la variation de courant plaque était

DE, en l'absence de charge anodique. La présence de cette charge réduit la variation à DB.

On peut encore envisager les choses d'un autre point de vue et dire : tout se passe comme si la charge d'anode avait eu pour effet de réduire l'excitation de grille à la valeur V_g car, sur la caractéristique statique il est visible qu'une variation V_g produit une variation d'intensité plaque égale à DB. On dira, en conséquence, que la grandeur BC, qui représente la différence entre V_g et V_g est la *réaction d'anode.* Elle est égale à $\frac{V_a}{k}$. On observe qu'elle est d'autant plus faible que k est plus grand.

165. Influence de la capacité grille-plaque (fig. 115). — Nous avons jusqu'ici considéré que les circuits de grille et de plaque étaient, en quelque sorte, électriquement indépendants, ou, plus exactement, que leur dépendance était unilatérale. En d'autres termes, nous avons admis qu'une variation de tension de grille provoquait une variation de courant anodique, alors qu'une variation de courant anodique ne produisait aucune variation de tension de grille.

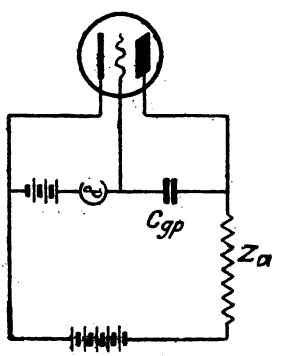


Fig. 115.

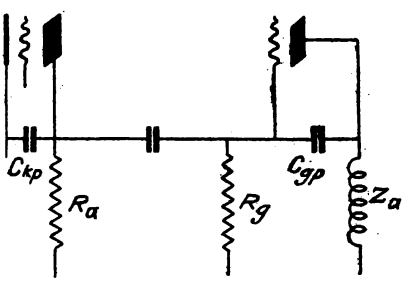


Fig. 116.

Ce raisonnement serait parfaitement exact si la grille et la plaque n'étaient point deux électrodes voisines et généralement parallèles. En réalité, la grille et la plaque forment comme les armatures d'un condensateur et, pour être faible, leur capacité se traduit cependant par des conséquences très importantes.

Le schéma vrai d'un étage d'amplification peut donc se ramener au croquis (fig. 115).

Quand nous appliquons une tension alternative à la grille, nous transmettons cette même tension à la plaque, à travers la capacité C_{gp}. Nous

trouvons aux bornes de Z_a une tension alternative amplifiée, mais en même temps, une fraction de cette tension est reportée vers la grille, à travers C_{gp} et cette fraction est de nouveau amplifiée. Le phénomène devient donc extrêmement compliqué.

L'étude du problème conduit aux conclusions suivantes :

Charge anodique ohmique. — 1° Quand la charge anodique est purement ohmique (non inductive) tout se passe comme si l'espace cathode grille était shunté par une capacité fictive de valeur :

$$C'_{kg} = C_{gp} (1 + A)$$

A étant le gain de l'étage d'amplification.

Pratiquement, il faut considérer que C_{gp} est constitué par la somme des capacités internes de la lampe, celle du support, celle des connexions. La totalité atteint facilement 10 $\mu\mu$ F. En conséquence, la capacité fictive sera de l'ordre de 200 $\mu\mu$ F pour un gain de 20. Une telle valeur n'est nullement négligeable quand il s'agit de fréquences élevées.

166. Charge anodique inductive. — 2° Dans le cas général où la charge anodique est inductive, tout se passe comme si le circuit d'entrée était shunté par la capacité définie plus haut, mais il faut ajouter en parallèle sur celle-ci une résistance fictive R'_g. Le circuit de la figure 116 peut donc se traduire schématiquement comme sur la figure 117, en négligeant la capacité de liaison.

Cette résistance est positive quand la charge d'anode présente une réactance de capacité $\left(L\omega < \frac{1}{C\omega}\right)$; elle est négative dans le cas contraire.

Normalement, les circuits connectés entre la grille et la cathode sont équivalents à une certaine impédance.

La résistance fictive vient se composer avec ces éléments. Lorsqu'elle est positive, l'impédance résultante en est accrue et l'amortissement de la source se trouve augmenté. Si elle est négative il y a diminution de l'amortissement. Si la valeur absolue de R'_g est suffisamment grande, la résistance équivalente peut être négative et le circuit de grille devient le siège d'oscillations entretenues. Il en résulte, naturellement, un profond changement dans le régime de fonctionnement et, en général, la disparition de l'effet amplificateur.

CHAPITRE X

Les tubes multi-électrodes : tétrode, penthode, héxode, etc.

167. Inconvénients du tube triode. — Nous avons observé dans le précédent chapitre qu'il fallait tenir compte de la capacité grille-plaque du tube. Cette nécessité devient indispensable quand il s'agit d'amplification à haute fréquence. On peut envisager l'emploi d'une impédance de charge purement ohmique (fig. 116). Dans ce cas, la capacité fictive qui shunte la grille est importante. L'impédance d'utilisation peut se ramener

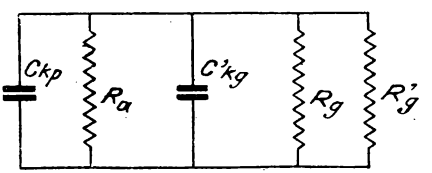


Fig. 117.

à la combinaison figure 117, en considérant que l'impédance du condensateur de liaison est négligeable.

Pour un tube triode on peut prendre :

$$C'_{kg} = 30 \mu\mu F.$$
$$R_a = 100\,000.$$
$$R_g = 1 \text{ mégohm.}$$

On peut calculer que l'impédance Z est de l'ordre de 5.000 ohms pour

$$f = 10^6 \text{ Hz (ou } \lambda = 300 \text{ m).}$$

Dans ces conditions, le gain devient très faible et diminue encore pour des longueurs d'ondes plus courtes.

Si la charge est inductive nous pourrons obtenir une impédance de charge plus élevée mais le montage ne sera pas stable. La résistance fictive introduite par l'action du circuit de grille de la lampe suivante pourra prendre des valeurs négatives. Cet effet sera plus prononcé s'il y a plusieurs étages d'amplification.

De toutes manières, l'impédance d'utilisation ne pourra jamais prendre des valeurs considérables car le circuit accordé se trouve shunté par la résistance intérieure du tube.

Il y aurait donc — semble-t-il — intérêt à construire des tubes à résistance intérieure plus élevée. En théorie, cela n'offre pas de difficulté. Il suffit d'approcher davantage la grille de la cathode, d'utiliser une grille à pas plus serré ou encore, d'éloigner davantage la plaque de la cathode.

On ne peut cependant dépasser certaines limites : les tubes ainsi construits ne pourraient fonctionner qu'avec une tension anodique beaucoup plus considérable. Cela se conçoit; tous les procédés indiqués correspondent à une augmentation de l'action de la grille qui est une électrode retardatrice, au détriment de l'anode, électrode accélératrice. Il faut donc compenser cette modification en augmentant la tension.

Si l'on fixe à 250 volts le maximum de tension, on constate que le maximum admissible de résistance interne est de l'ordre de 100 000 ohms (avec μ de l'ordre de 100). C'est peu, si l'on songe que l'impédance à la résonance d'un bon circuit accordé peut dépasser 500 000 ohms.

168. Le tube tétrode ou à grille écran. — La solution à ces difficultés, c'est l'emploi d'une quatrième électrode, placée entre la grille et la plaque, portée à une tension positive, inférieure à celle de l'anode. On obtient ainsi un tube *à grille écran* ou tube tétrode. On peut considérer que cette électrode supplémentaire remplit un double but :

1° Comme elle est portée à une tension fixe par rapport à la cathode, elle intercepte toutes les lignes de forces électriques qui pourraient relier

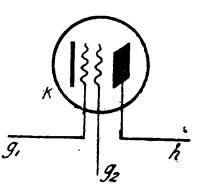


Fig. 118.

la grille *g*, à l'anode (fig. 118). Elle joue le rôle d'un *écran statique* et diminue considérablement la capacité grille-plaque. On peut, d'ailleurs, lui donner une forme telle qu'elle enveloppe complètement la grille.

La capacité grille-plaque normale d'un tube triode est de quelques micromicrofarads — celle d'un tube à grille écran est 1000 fois plus petite (0,003$\mu\mu$F — par exemple).

2° Pour une même valeur du gain, le tube peut être utilisé avec une

tension anodique beaucoup plus réduite. La grille écran est, elle aussi, une électrode accélératrice dont l'action, au voisinage de la grille, est beaucoup plus considérable que celle de la plaque. Néanmoins, quand les électrons atteignent le voisinage de l'écran, l'action de la plaque devient prépondérante ; si bien que les plus nombreux d'entre eux concourent à la formation du courant anodique. Il y a, toutefois, un courant de grille écran dont il faut tenir compte. L'éloignement relatif beaucoup plus considérable de la plaque permet de créer des tubes à grand coefficient d'amplification et, comme la pente demeure sensiblement constante, à grande résistance interne.

Alors que, dans un tube triode, on a au maximum : $k = 100$ et $\rho = 100\,000$ on peut construire des tubes à grille écran dans lesquels :

$$k = 1\,000 \text{ et } \rho = 1\,000\,000.$$

169. Théorie du tube à grille écran. Diode et triode équivalents. — On peut faire la théorie du tube à grille écran de la manière suivante :

Un tube triode peut être considéré comme un tube diode dont la cathode serait la grille de commande. Ainsi donc, dans la figure 118, on peut considérer que K, g_1, g_2 constituent un premier tube triode fictif. Les électrodes g_2 et p constitueront, avec l'ensemble précédent, un second tube triode. On a ainsi l'équivalent de deux tubes triodes dont le second amplifie les variations de courant produites par le premier. Le coefficient d'amplification du premier est k_{g1g2}, celui du second k_{g2p} et le coefficient d'amplification résultant serait $k_t = k_{g1g2}k_{g2p}$, ce qui permet de comprendre que μ_t puisse prendre des valeurs considérables.

Toutefois cette séduisante théorie nous semble peu satisfaisante. On peut facilement mesurer k_t. Il suffit pour cela de relever les courbes caractéristiques. Or, on observe facilement que le coefficient *d'amplification varie avec la tension de grille écran.*

Or, le coefficient d'amplification d'un tube triode ne dépend que de la géométrie des électrodes. Il semble donc difficile de soutenir la théorie précédente.

170. Caractéristiques des tubes tétrodes. — Les courbes caractéristiques des tubes tétrodes pourront être relevées de la même manière que celles des tubes triodes. Il faut tenir compte du fait qu'il existe une variable supplémentaire qui est *la tension de grille écran.*

On pourra donc tracer aussi bien les caractéristiques I_a/V_g que les caractéristiques I_a/V_e. L'allure générale des premières rappelle tout à fait

celle des tubes triodes. Il y a une partie courbée, suivie d'une partie qui peut être considérée comme une droite (fig. 119).

Quant aux courbes I_a/V_a elles ont une allure tout à fait différente de celles des tubes triodes. Ces courbes s'interprètent de la même manière que les caractéristiques « dynatrons » des tubes triodes correspondant de tensions de la grille de commande plus élevées que la tension de plaque.

Il y a production d'électrons secondaires, provoquée par les chocs des électrons primaires sur la plaque. La zone d'utilisation normale du tube correspond aux parties supérieures presque horizontales. Le simple examen

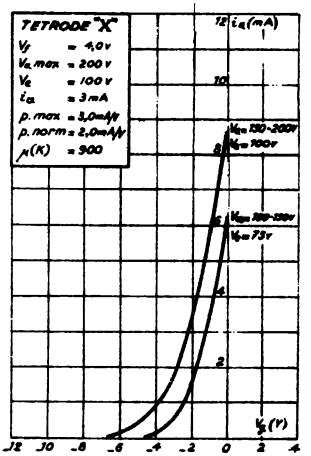


Fig. 119.

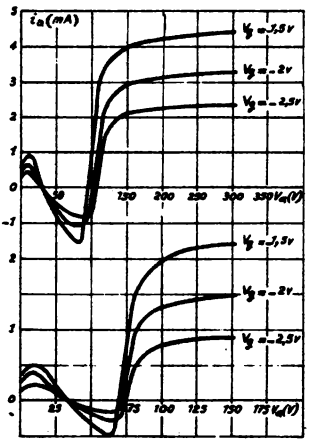


Fig. 120.

de la figure 120 permet de noter que, dans ces régions, de grandes variations de tensions anodiques n'ont pour conséquence que de faibles variations de courant anodique : c'est donc que la résistance intérieure est importante. On peut, d'après ces courbes, calculer que cette résistance est de l'ordre de 450 000 ohms.

171. Valeur des coefficients ρ, k et s. Action de la tension d'écran. — Les coefficients ρ (résistance intérieure), k (coefficient d'amplification), s (pente ou inclinaison) sont, comme dans un tube triode, liés par la relation : $s = \frac{k}{\rho}$.

La valeur de l'inclinaison demeure du même ordre de grandeur que pour les tubes triodes. Elle atteindra, par exemple, 2mA/V dans certains tubes à chauffage indirect.

Dans ces conditions, pour un coefficient d'amplification de l'ordre de 900 (cas de la fig. 120) la résistance intérieure sera de :

$$\frac{900}{2} \times 1000 \text{ ou } 450\,000 \text{ ohms.}$$

On peut, d'ailleurs, construire des tubes à grille écran dont la résistance interne est encore plus élevée (de l'ordre de 1 500 000 ohms).

Il ne faut pas perdre de vue que la valeur de ces coefficients dépend de la tension de grille écran. En effet, on peut, pour une tension anodique et une tension de grille données, étudier les variations *de la pente*, et du *coefficient d'amplification*, en fonction de la tension grille écran. L'allure générale des courbes est tracée figure 121.

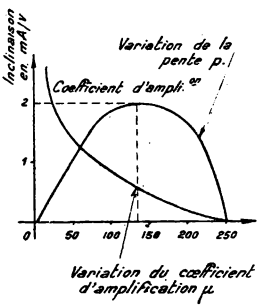


Fig. 121.

On voit que la valeur de la pente passe par un maximum pour une tension d'écran dont l'ordre de grandeur est voisin de la moitié de la tension anodique. Quant au coefficient d'amplification, il devient de plus en plus grand à mesure que la tension écran est plus faible.

172. Gain en tension fourni par un tube à grille écran. — Il ne faudrait pas déduire de la figure 121 qu'il y a intérêt à utiliser une tension écran aussi faible que possible, sous prétexte que le coefficient d'amplification est beaucoup plus grand. Il faut remarquer que la résistance intérieure suit aussi une variation dans le même sens et que, bien mieux, ses variations sont plus rapides. Pour une tension écran nulle, la pente est pratiquement nulle (fig. 121).

En réalité, c'est la pente qui constitue le plus important coefficient. Nous avons montré plus haut (§ 158) que le gain fourni par un tube était égal au produit de l'impédance d'utilisation par la pente, à condition que l'impédance d'utilisation soit faible par rapport à la résistance interne du tube. Or, c'est pratiquement toujours le cas pour le

tube à grille écran. L'impédance du tube est toujours au moins 3 ou 4 fois plus grande que l'impédance d'utilisation.

Il en résulte qu'on aura toujours intérêt à utiliser le tube au maximun de pente, c'est-à-dire à appliquer sur l'écran une tension sensiblement égale à la moitié de la tension anodique.

On peut réaliser sans difficulté des impédances d'utilisation de l'ordre de 100 000 ohms. Par conséquent, le gain en tension donné par un tube écran correspondant à la caractéristique (fig. 135) sera de :

$$\underset{\text{ohms}}{100\,000} \times \underset{\text{Ampères par volt}}{0{,}002} = \underset{\text{gain.}}{200}$$

Il est donc beaucoup plus élevé que le gain donné par un tube triode. C'est précisément parce que la notion de « pente » a une importance particulièrement grande et, qu'au contraire, la signification du coefficient d'amplification est beaucoup moins nette que les constructeurs de tubes n'indiquent généralement que la première et ne font aucune allusion au second coefficient. Toutefois, la connaissance de la résistance intérieure est importante, parce qu'elle définit la *sélectivité* quand il s'agit d'amplification à haute fréquence.

173. Intensité de courant de grille écran. — Dans les conditions normales, la plupart des électrons émis par la cathode atteignent la plaque.

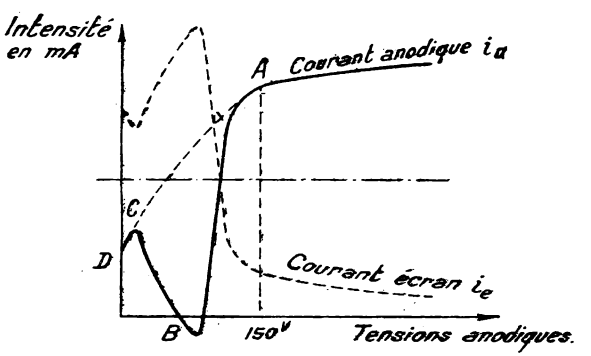


Fig. 122.

Un certain nombre atteint toutefois la grille écran et produit *un courant de grille écran*. L'intensité de ce dernier dépend essentiellement de la tension d'écran.

En règle générale on peut montrer que les variations du courant d'écran

s'effectuent en sens inverse des variations du courant anodique (fig. 122).

Il faut noter qu'en pratique, l'intensité écran doit demeurer faible parce que cette électrode ne peut dissiper une puissance importante. La limite, fixée par le constructeur, est de l'ordre de 0,25 watt — ce qui correspond à 1,25 mA sous 200 V ou 2,5 mA sous 100 V. Si cette limite était dépassée, l'échauffement de la grille écran pourrait provoquer l'émission d'électrons secondaires fort gênants.

D'autre part, il est important *que la tension grille écran* soit parfaitement stable c'est-à-dire qu'elle demeure indépendante de l'intensité du circuit de grille écran. Si la tension anodique est fournie par une batterie, le résultat est facilement obtenu en empruntant la tension nécessaire à une fraction de la batterie. Mais, dans les récepteurs modernes, la tension anodique est fournie par un redresseur suivi d'un filtre.

Pour abaisser la tension à la valeur convenable on peut songer au système de la figure 123. Puisqu'il y a un courant d'écran, il y aura une

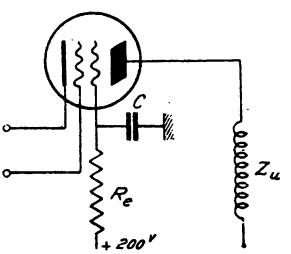


Fig. 123.

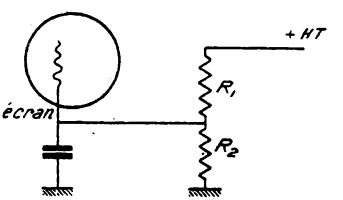


Fig. 124.

chute de tension dans la résistance et, en choisissant convenablement celle-ci, on pourra obtenir exactement la tension d'écran que l'on veut. Ainsi avec la tension anodique de 200 V, on obtiendra une tension d'écran de 100 volts en choisissant R_e = 100.000 ohms si le courant d'écran est de 1 mA.

Il est certain que le courant d'écran comporte des composantes à la fréquence de la tension de grille. Il y aurait donc des variations instantanées de tension d'écran préjudiciables au bon fonctionnement du système. On annulera pratiquement ces variations en « *découplant* » l'écran à l'aide d'un condensateur C dont la capacitance est négligeable par rapport à R_e.

Malheureusement, ce système simple conduit souvent à des résultats mauvais. Avec certains tubes on observera, par exemple, des tensions d'écran très différentes de celles que le calcul permet de déterminer.

Dans certains cas, on observera un courant inverse d'écran... L'exa-

men de la figure 122 permet d'interpréter ces anomalies. La pente de la caractéristique d'écran correspond à une résistance négative, si bien qu'à une augmentation de tension correspond une diminution d'intensité de courant. Dans ces conditions, il devient impossible d'appliquer la simple loi d'Ohm.

La seule manière d'obtenir une tension d'écran fixe c'est de rendre cette tension aussi indépendante que possible de l'intensité écran. On arrive à ce résultat en utilisant un montage potentiométrique (fig. 124) dans lequel la consommation du potentiomètre est importante par rapport à la consommation de l'écran. Si, par exemple, l'intensité empruntée par $R_1 + R_2$ est de 10 mA et que l'intensité écran soit de l'ordre 1 mA il est certain que toute variation de cette dernière n'aura qu'une influence négligeable sur la tension. L'emploi d'un condensateur de découplage est encore obligatoire.

174. Inconvénients des tubes tétrodes. — L'allure tourmentée de la caractéristique I_a/V_a est un inconvénient pour la fixation commode de la tension d'écran (fig. 122). Nous avons déjà signalé que la zone d'utilisation normale était la partie peu inclinée sur l'horizontale qui s'étend à droite du point A.

Dans cet exemple, la tension anodique était de 200 V. Le point A (fig. 120) limite extrême de la partie utile correspond à 160 V. En conséquence les tensions alternatives maxima amplifiées par le tube ne pourront pas dépasser 50 volts — ce qui, dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale, correspond à une tension efficace de l'ordre de 35 volts.

Or, dans l'amplification des tensions de basse fréquence on peut dépasser très largement ce chiffre.

Tout au moins sous sa forme habituelle, le tube tétrode ne se prête pas à fournir des tensions élevées. Si l'on dépasse le point A la distorsion produite devient considérable.

175. Interprétation électronique de la caractéristique I_a/V_a. — D'après ce que nous avons exposé précédemment il est facile d'expliquer l'allure tourmentée de la caractéristique d'un tube à grille écran.

Les coudes en C et en B sont dus à des émissions d'électrons secondaires (fig. 122). Deux facteurs déterminent le trajet d'un électron : sa vitesse initiale — qui lui donne l'énergie cinétique — et le champ électrique.

Un électron libre se déplace toujours dans le sens des potentiels croissants.

D'autre part, les électrons secondaires sont arrachés du métal de l'anode par le choc des électrons primaires. Les électrons secondaires seront donc d'autant plus nombreux que la vitesse et le nombre des électrons primaires seront plus grands.

Dans la région DC il n'y a pas d'électrons secondaires parce que la tension anodique est très faible et qu'en conséquence, la vitesse des électrons primaires est elle-même relativement faible. Il n'y a donc pas arrachement. Le phénomène commence à se manifester un peu avant C — puis, de plus en plus, dans la région CB.

A mesure que la tension plaque augmente, la violence des impacts d'électrons est plus grande. Il y a donc tendance à une formation plus intense d'électrons secondaires. Mais, en même temps, l'influence attractive de la plaque devient plus grande. Entre la plaque et l'écran, il y a une région d'équilibre dans laquelle un électron au repos serait également sollicité par l'une et l'autre électrode. Suivant que l'équilibre sera rompu dans un sens ou dans l'autre, l'électron s'en va d'un côté ou de l'autre. Pour des tensions égales (voisinage de B sur la courbe) la région d'équilibre est à peu près à égale distance des deux électrodes. Pour une tension plaque plus élevée que la tension écran, cette région se rapproche de l'écran. Pour qu'un électron puisse atteindre l'écran, il faut donc que sa vitesse initiale soit suffisante pour lui permettre d'atteindre au moins la région d'équilibre, sinon il reviendra vers la plaque après s'en être quelque peu éloigné. Cela nous permet de comprendre pourquoi le nombre d'électrons secondaires atteignant l'écran devient de plus en plus faible à partir du point B. En réalité, il y a production d'électrons secondaires en nombre plus élevé, mais leur vitesse, toujours relativement faible, ne leur permet pas de franchir la zone d'équilibre. L'augmentation de tension anodique joue en quelque sorte un rôle sélecteur; seuls les électrons de plus en plus rapides peuvent atteindre l'écran. Enfin, à partir du point A, aucun des électrons ne peut atteindre l'écran.

D'après cela, on peut imaginer que la caractéristique serait représentée par la ligne pointillée CA s'il était possible, non pas de supprimer les émissions d'électrons secondaires, mais d'empêcher que ceux-ci puissent atteindre l'écran.

176. Tube penthode. Coefficients. Penthode de puissance. — Le tube penthode diffère du tube tétrode par l'existence d'une cinquième électrode placée entre l'écran et la plaque. Cette troisième grille, appelée *grille d'arrêt, grille de freinage* (de l'allemand : bremsgitter) ou

suppresseur (de l'anglais : suppressor) est normalement reliée à la cathode (fig. 125). Elle constitue une barrière infranchissable pour les électrons secondaires à vitesse faible, mais les électrons primaires la franchissent sans difficulté. Même pour des tensions d'anode inférieures à la tension

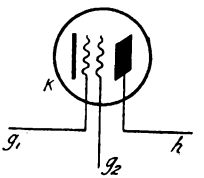


Fig. 125.

d'écran, le tube conserve une résistance intérieure sensiblement constante.

D'autre part, cet écran supplémentaire, disposé entre plaque et écran principal, vient encore diminuer la capacité parasite qui existe entre grille et anode.

Les coefficients principaux d'une penthode destinée à l'amplification de tensions relativement faibles seront par exemple (pentode EF 86) :

$$s = 8 \text{ mA/V}$$
$$\rho = 1\,850\,000 \text{ ohms}$$
$$k = 3\,700$$

Pour une tension plaque de 250 volts, une tension d'écran de 140 V et une tension de 0 volt sur la grille d'arrêt.

Nous donnons figure 126 et figure 127 les principales caractéristiques du même tube.

On observera que, cette fois, les caractéristiques sont parfaitement régulières et que la région coudée correspond à des tensions de plaque bien inférieures à la tension d'écran. On peut faire fonctionner le tube avec une tension plaque égale, ou même inférieure à la tension d'écran.

Il va sans dire que, pour ce même tube, on pourrait obtenir bien d'autres caractéristiques en agissant, par exemple, sur les tensions appliquées à la grille écran (g_2) et la grille d'arrêt (g_3).

La parfaite régularité des caractéristiques (fig. 127) permet d'utiliser les penthodes dans des conditions où les variations instantanées de la tension de plaque sont du même ordre de grandeur que la tension anodique. Cela permet l'usage en amplificatrice de puissance.

Toutefois, ainsi que nous l'expliquerons plus loin, il est désirable que la résistance intérieure du tube ne soit pas trop élevée. On a, dans ce

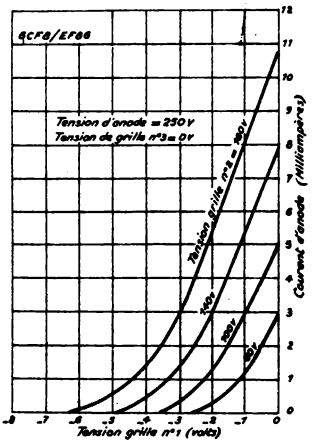


Fig. 126.

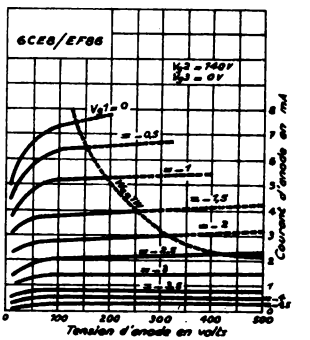


Fig. 127.

cas, intérêt au contraire à la rendre aussi faible que possible. Les courbes

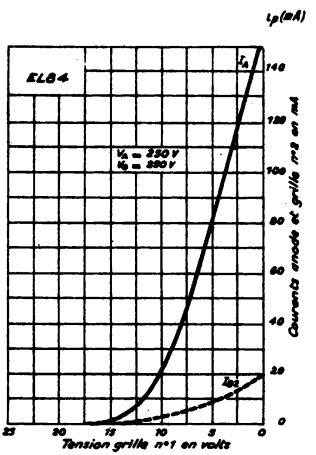


Fig. 128.

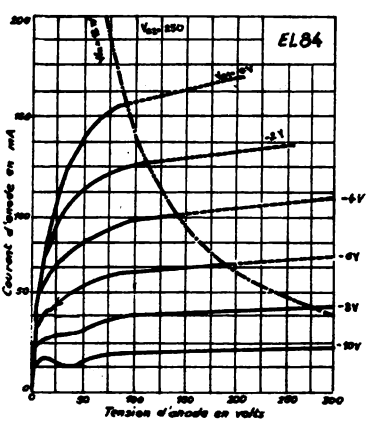


Fig. 129.

figures 128 et 129 correspondant à une penthode de grande puissance (12 watts dissipés), dont la résistance interne est de 8 000 ohms.

Tubes à distance critique (J. O. Harries) et à concentration électronique (6 L 6). (6 V 6, 25 L 6, etc...). Tubes à rayons dirigés.

177. Défauts de la penthode de puissance. — On peut noter en examinant les caractéristiques figure 129 que la caractéristique $I_a V_a$ d'une penthode de puissance se prolonge régulièrement vers la gauche, bien au delà de la tension correspondant à l'écran. Il n'y a donc pas *d'effet dynatron* et il devient possible d'utiliser le tube avec des tensions anodiques instantanées descendant, par exemple, jusqu'à 50 à 75 volts. Toutefois, il est évident que la distorsion produite est relativement grande. Les caractéristiques ne sont pas droites mais accusent une courbure de grand rayon. Pour des tensions de grille faibles, cette courbure s'amorce pour une tension instantanée voisine de la tension anodique. Le tube de puissance idéal aurait des caractéristiques comme celles de la figure 130. Elles seraient constituées par des droites également

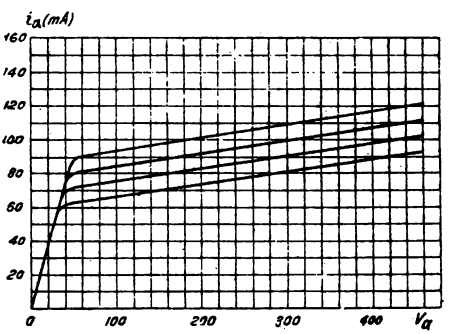


Fig. 130.

espacées qui viendraient brusquement se raccorder à une branche commune.

On a pu démontrer que l'arrondissement progressif des caractéristiques est dû à la grille de suppression. En effet on obtiendrait les caractéristiques de la figure 130, *si tous les électrons arrivaient sur la plaque avec la même vitesse.*

Imaginons (fig. 131) deux électrons qui quittent la cathode avec la même vitesse et qui arrivent avec la même vitesse au voisinage de la grille de freinage g_3. L'un d'eux (*a*) passe au voisinage d'une spire. Il sera évidemment l'objet d'une force répulsive et sa vitesse sera réduite. L'autre, qui passe à égale distance entre deux spires subira un freinage

beaucoup moins important et atteindra la plaque avec une vitesse plus élevée. La réduction de la tension anodique s'exercera davantage sur le premier. Pour une tension limite, le second atteindra la plaque alors que

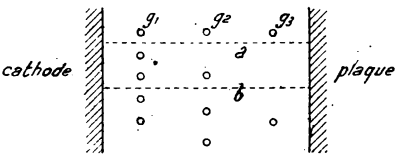


Fig. 131.

le premier ne l'atteindra pas. La grille de suppression a donc bien pour effet d'éliminer certains électrons trop lents et, en conséquence, de donner aux caractéristiques l'aspect coudé signalé figure 129.

Un autre défaut du même ordre est causé par l'attraction de la grille écran. En effet, les électrons lents qui passent au voisinage de cette électrode sont captés et échappent à l'action de l'anode. Ils concourent ainsi à la formation d'un courant grille écran relativement intense et nuisible puisqu'il diminue le rendement de la lampe et augmente son échauffement. Il y a donc intérêt à réduire le plus possible ce courant de grille écran et à utiliser le maximum d'électrons disponibles.

Ces remarques sont à la base d'une évolution nouvelle de la technique qui a déjà porté ses fruits.

178. Principe des tubes à distance critique. — Cet inconvénient de la courbure est évidemment moins grave que l'inconvénient de l'effet dynatron. Il a toutefois une importance assez grande pour que des chercheurs se soient ingéniés à trouver d'autres solutions que la grille d'arrêt. Parmi celles-ci, on peut citer le tube *à distance critique*, du technicien anglais *J. O. Harries* et le tube à *Beam Power* des américains, mis au point par *O. H. Schade*. Les principes utilisés dans les réalisations sont assez voisins dans les deux cas. Le problème à résoudre était le suivant : empêcher les électrons secondaires, émis par la plaque, de revenir, en arrière, jusqu'à l'écran, sans interposer une électrode de freinage.

Au cours de ses travaux, qui sont antérieurs à ceux de Schade, J. O. Harries a été amené à faire les remarques suivantes :

1° Une première solution — évidemment radicale — pourrait consister à empêcher la production de ces électrons qui dépend de la nature et de la texture de la surface anodique. Les recherches faites par Hull dans cette voie (traitement chimique de la surface) ont été encourageantes mais n'ont pas abouti à une solution complète.

2° La seconde solution est d'opposer une barrière aux électrons, secondaires, par un moyen quelconque. Un exemple d'application est le tube penthode sous sa forme normale.

Mais nous savons les inconvénients de cette solution et c'est pourquoi J. O. Harries a cherché dans une autre voie.

Il est certain que les électrons secondaires, peu rapides, auront beaucoup moins de chance d'atteindre l'écran si celui-ci est relativement éloigné de l'anode. Remarquons, en passant, que cet éloignement de l'anode aura encore comme conséquence intéressante une diminution de la capacité parasite.

Quand on éloigne l'anode d'un tube triode de la cathode on observe que toutes choses restant égales, l'intensité anodique décroît comme le carré de l'éloignement. On est donc très vite limité dans cette voie. Mais il n'en est plus de même quand il s'agit d'un tube possédant une électrode accélératrice. Il est alors intéressant de pouvoir déterminer l'influence de la distance entre anode et cathode.

Pour faire commodément cette étude *J. O. Harries* a été amené à

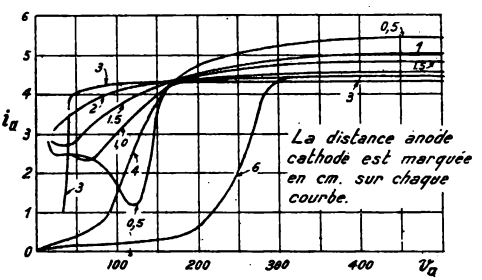


Fig. 132.

construire un tube expérimental dans lequel on pouvait faire varier de l'extérieur la distance cathode-plaque. Ce tube, en principe analogue à un tube tétrode, comportait une cathode, une grille de commande, une électrode accélératrice et l'anode glissante. On relevait la caractéristique pour les différentes distances et on arrivait ainsi aux résultats extrêmement intéressants de la figure 132.

Le chiffre indiqué sur ces courbes donne, en centimètres, la distance cathode-anode.

Ce qui frappe tout d'abord, c'est que, quelle que soit la distance, on arrive dans tous les cas à une intensité maximum du même ordre de grandeur (de l'ordre de 5 mA dans le tube expérimental).

Pour les faibles distances (0,5 — 1 — I,5 cm) on observe naturellement

l'effet dynatron, mais celui-ci devient de moins en moins accentué à mesure que la distance augmente. En conséquence, pour de faibles tensions de plaque, inférieures à la tension d'écran (150 V.) *l'intensité anodique augmente.*

Pour une certaine distance, nommée par J. O. Harries, la *distance critique* (3 cm. dans l'exemple fig. 132), la tension pour laquelle on atteint le courant maximum est extrêmement basse — de l'ordre de 40 volts — et la caractéristique présente le coude brusque qui correspond précisément aux conditions idéales (fig. 130).

Au delà de cette distance, la forme de la courbe devient de moins en moins intéressante. Avec une grande distance (6 cm.) il faut appliquer à l'anode une tension très élevée pour que tous les électrons convergent vers elle.

179. Nécessité de concentrer les rayons électroniques.— Les recherches de J. O. Harries et celles de Schade ont montré qu'il était avantageux de *concentrer* les électrons en des jets ou des rayons bien délimités et bien définis. De cette manière, tous les électrons pourront être animés d'une même vitesse.

Dans le tube Harries, aussi bien que dans le tube 6L6 (ou ses semblables) les *rayons électroniques* sont obtenus en donnant à la cathode une forme elliptique ou aplatie et aux deux grilles une forme ovale (fig. 133 — tube

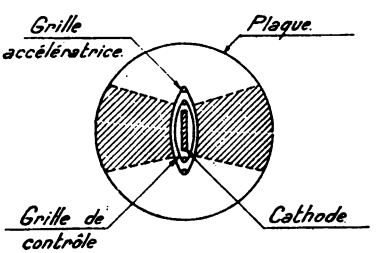


Fig. 133.

Harries). De plus, les spires des deux grilles sont rigoureusement placées les unes derrière les autres. C'est la raison pour laquelle on désigne assez souvent ces tubes sous le nom de « *tubes à grilles alignées* ». La grille de commande a un effet répulsif. Elle divise donc le faisceau électronique dans le sens horizontal (fig. 134 — tube 6L6 6V6, 25L6 etc...). Il en résulte que le torrent électronique est écarté de l'écran et que le nombre d'électrons qui atteint l'écran est très faible. Dans les tubes du genre 6L6 il existe deux plaques d'arrêt reliées à la cathode destinées

à délimiter le faisceau électronique et à compléter ainsi l'effet des formes adoptées pour la grille et la cathode.

Des principes analogues sont appliqués dans certains tubes de la série transcontinentale. Les électrons quittent la cathode avec des vitesses très différentes. Mais, dès leur sortie de la cathode, ils sont réunis en faisceaux compacts dirigés dans l'intervalle des grilles écrans. Il faut bien comprendre que la vitesse des électrons dépend, non pas surtout de leur vitesse initiale, mais de la valeur du champ électrique à l'endroit qu'ils occupent. Deux électrons infiniment voisins auront nécessairement des vitesses et des directions égales. En les réunissant en faisceaux et en les dirigeant par l'action électrostatique de grilles, on peut, en grande partie,

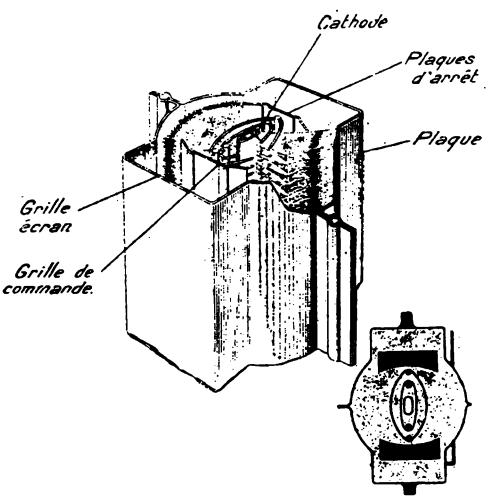


Fig. 134.

leur faire éviter l'obstacle des grilles accélératrices. Les tubes ainsi construits ont un courant de grille écran beaucoup plus faible. D'autre part, il devient possible d'appliquer aux électrodes d'accélération la même tension qu'à l'anode.

Les qualités de ces tubes sont particulièrement apparentes en ondes courtes (tube EF 80)

180. Caractéristiques obtenues. — La différence notable entre une penthode et un tube à distance critique ressort nettement de l'examen des figures 135 et 136.

La première donne les caractéristiques diverses d'un tube Harries (à droite, caractéristique I_a/V_g et, en pointillé, la caractéristique dynamique).

La caractéristique dynamique de la première est pratiquement droite, quant à celle de la seconde, elle a cette forme en « S » qui est toujours

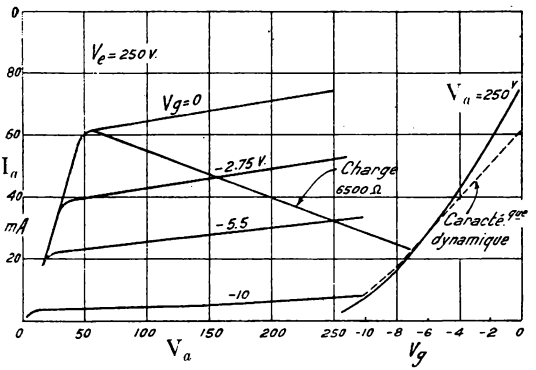


Fig. 135.

celle des penthodes et qui se traduit pratiquement par l'apparition de distorsion. Le tube à concentration électronique a donc, en grande partie,

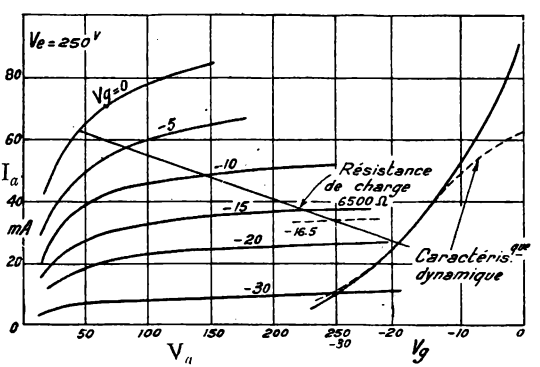


Fig. 136.

les avantages du tube penthode tout en conservant une partie des qualités intéressantes du tube triode.

181. Caractéristiques dynamiques des tubes à résistance interne élevée. — Nous avons étudié précédemment le cas du tube triode. Nous avons montré que la pente de la caractéristique dynamique

était donnée par l'expression $s' = \frac{k}{\rho + R_a}$, dans laquelle ρ était la résistance interne du tube et R_a la *charge anodique*. Cette même expression est d'ailleurs valable dans le cas d'une charge inductive à condition de remplacer R_a par l'expression de l'impédance Z_a

Dans le cas d'un tube à très grande résistance interne : tétrode ou penthode, il est pratiquement impossible de réaliser une impédance de charge qui soit du même ordre de grandeur que la résistance interne du tube. En règle générale, R_a est nettement inférieure à ρ. Il en résulte que l'expression citée plus haut se réduit à $s' = \frac{k}{\rho}$ c'est-à-dire *que la pente de la caractéristique dynamique est égale à celle de la caractéristique statique. En d'autres termes, les deux courbes sont confondues.* Toutefois, cette simplification n'est pas toujours légitime, lorsqu'il s'agit, par exemple, de tubes de puissance ayant une résistance interne inférieure à 30 000 ohms.

Dans le réseau des caractéristiques $I_a V_a$ la droite de charge se place exactement comme il a été indiqué plus haut pour les tubes triodes.

182. Tube à pente variable. — En pratique, il est intéressant de pouvoir faire varier l'amplification fournie par un tube. En effet, pour obtenir une détection linéaire, il faut transmettre au détecteur des tensions de l'ordre de 1 volt. Mais les tensions recueillies par l'antenne peuvent, suivant la puissance et l'éloignement de la station reçue, varier entre 1 volt (au voisinage d'un émetteur local) et une dizaine de microvolts (10^{-5} volt). Pour maintenir le niveau constant au détecteur l'amplification doit varier entre 1 et 10^5. Il n'est pas besoin de souligner qu'un tel écart est considérable. On peut cependant obtenir sans difficulté le résultat cherché grâce à l'emploi des tubes tétrode ou penthode à pente variable.

Le gain fourni par un tube à grande résistance interne est proportionnel à la *pente* du tube. Mais l'inclinaison d'une caractéristique varie depuis zéro jusqu'à son maximum. En effet, la caractéristique part, en général, presque tangentiellement à l'axe des abscisses (fig. 137, courbe I). Un moyen de faire varier l'amplification sera donc de déplacer le point de fonctionnement moyen (point de repos) en appliquant à la lampe une polarisation convenable.

Le tube I figure 137 a sa pente maximum pour une polarisation de 2 volts. Elle est alors de 2 mA/V. L'amplification réalisée avec un circuit d'impédance de 200 000 ohms sera donc de :

$$200\,000 \times 0{,}002 = 400.$$

Mais au point — 4 volts, la pente (inclinaison de la tangente en ce point) n'est plus que de 0,5 m A/V. Avec le même circuit le gain sera donc de :

$$200000 \times 0{,}0005 = 100.$$

Le moyen est donc séduisant. Il se heurte cependant à un important obstacle. L'amplification ne sera pas accompagnée de distorsion à condition que la courbure ne soit par importante dans le segment de courbe utilisé. S'il s'agissait d'amplifier des tensions extrêmement faibles, le procédé pourrait être appliqué. Mais s'il s'agit de tensions de

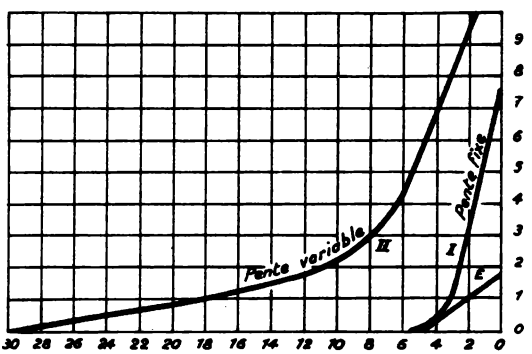


Fig. 137.

l'ordre du volt, il est impossible d'admettre que la courbure est négligeable. Il en résulte alors des déformations importantes que nous étudierons plus loin.

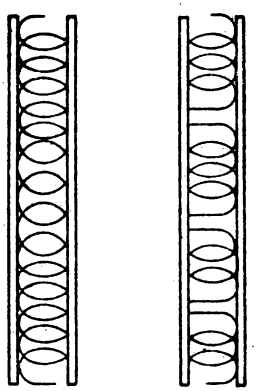
Mais s'il est possible de répartir le changement de direction sur une longueur plus importante, il est évident que la courbure en chaque point sera relativement plus faible. C'est précisément ce qu'on a réalisé avec les tubes à pente variable. Nous avons représenté la caractéristique de l'un d'eux, figure 137 (courbe II).

La différence avec un tube à pente fixe est donc parfaitement nette. On peut, cette fois, admettre que la caractéristique est droite sur des étendues correspondant à plusieurs volts.

Pour obtenir cette forme spéciale de caractéristique on peut avoir recours à différents artifices. On agit, en général, sur le pas des spires de la grille de commande. Une grille à pas serré correspond à un contrôle très efficace du flux électronique. Une faible variation de tension amène une grande variation d'intensité. Au contraire, une grille à pas lâche correspond à un contrôle moins efficace, donc à une pente

moins importante. Il ne faudrait pas, d'ailleurs, pousser ces conclusions jusqu'aux extrêmes.

L'effet « pente variable » sera donc obtenu en disposant la lampe de telle sorte que le contrôle de la grille sur le flux électronique ne soit pas constant, ou, en d'autres termes, que les différents éléments de la grille n'aient pas une action également efficace. Beaucoup de moyens peuvent être utilisés pour arriver à ce résultat. Un des plus répandus est d'utiliser une grille dont le pas n'est pas régulier. La grille de commande aura, par exemple, la forme de la figure 138*a*. Le pas de la grille



a *b*

Fig. 138.

est serré aux deux extrémités et, au contraire, beaucoup plus lâche au centre. On peut aussi (fig. 138*b*) utiliser une grille à pas régulier, mais comportant quelques coupures, régulièrement espacées. D'autres moyens pourront consister à utiliser une grille à section spéciale, à diamètre irrégulier, ou une cathode non cylindrique, etc... etc...

La forme de la caractéristique dépend naturellement de la forme de la grille. Il faut remarquer que cette forme n'est pas indifférente. Il ne s'agit pas seulement d'obtenir une caractéristique qui se prolonge vers la gauche, il faut encore que la variation de forme suive certaines lois que nous étudierons dans le chapitre spécialement consacré à l'étude de l'amplification des courants de haute fréquence.

Mais on peut aussi faire varier la pente d'un tube en agissant, non seulement sur la grille de commande, mais sur une électrode auxiliaire qui est, par exemple, la grille écran. Dans un tube penthode il existe une tension de grille écran qui permet d'obtenir une inclinaison maximum.

Imaginons le montage figure 139*a*. Le tube utilisé est une penthode dont les caractéristiques seraient normalement droites, tout au moins dans la partie utile. La tension de grille écran est fixée par une *résistance en série avec la tension anodique.*

Si la résistance est de 100 000 ohms, l'intensité grille écran de

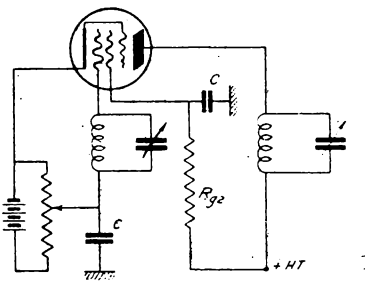


Fig. 139*a*.

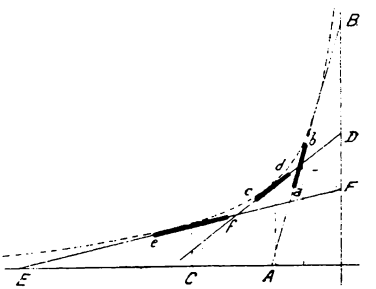


Fig. 139*b*.

1,5 mA et la tension anodique de 250 volts, nous obtiendrons une tension grille écran de 250 — (100 000 × 0,0015) ou 100 volts. La caractéristique correspondante sera la droite AB (fig. 139*b*)

Si nous appliquons maintenant une polarisation plus grande sur la lampe, l'intensité de grille écran diminue ; elle sera par exemple de 1 mA. A ce moment, la tension de grille écran sera de 250 — (100 000 × 0,001) ou 150 volts : il en résultera une autre caractéristique droite moins inclinée. Le point de repos décrira donc la courbe pointillée, mais pour chaque valeur de polarisation le point de fonctionnement est un segment de droite (tube ECF 80 dit à caractéristique basculante).

183. Tubes bigrilles. — Avant l'invention des tubes à grille écran, on utilisait parfois des tubes à deux grilles ou tubes bigrilles. L'agencement

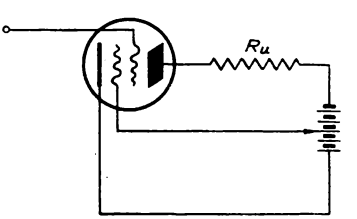


Fig. 140.

schématique des électrodes est le même que dans le tube à grille écran. Toutefois, le rôle des deux électrodes intermédiaires est inversé. La

première grille, en partant de la cathode, est portée à une tension positive (fig. 140). C'est donc une électrode accélératrice, nommée souvent : grille de champ dont la présence vient neutraliser la charge d'espace qui environne la cathode. La seconde électrode est la grille de commande. Tout se passe comme si les électrons étaient issus de la première grille. Mais ils quittent cette cathode fictive avec une vitesse initiale qui est déjà considérable. Il suffit alors d'appliquer à l'anode une tension positive très faible pour assurer le fonctionnement.

Les tubes bigrilles ne sont plus guère utilisés à l'heure actuelle que pour certains montages très spéciaux.

184. Tubes hexodes. Heptodes. Octodes, etc. — Enfin, dans des buts que nous étudierons par la suite, on a été amené à créer des tubes spéciaux qui comportent des électrodes encore plus nombreuses.

Ainsi, par exemple, un tube hexode comporte une cathode, quatre grilles et une anode. Parmi les grilles certaines peuvent être :

grille de commande principale : (recevant les tensions à amplifier)
grille de commande auxiliaire : (recevant une tension commandant le gain du tube)
grille accélératrice ou grille écran : (portée à une tension positive)
grille d'arrêt ou grille de freinage : (portée à une tension nulle ou négative).

Certains tubes, comme les tubes tétrode et heptode, ont été créés pour opérer le changement de fréquence. On peut les considérer comme la juxtaposition d'un tube triode (oscillateur) et d'un tube modulateur tétrode (dans l'heptode) ou penthode (dans l'octode).

185. Tubes combinés. — On peut aussi réunir dans la même ampoule les éléments de plusieurs tubes complètement ou partiellement indépendants. Parfois, seule la cathode est commune, parfois c'est la cathode et une autre électrode.

Le nom choisi pour désigner le tube indique généralement la disposition des électrodes.

Ainsi, par exemple, on pourra réaliser un changeur de fréquence en utilisant un tube *triode-hexode* ou *triode-penthode.*

D'autres tubes comportent les éléments d'un ou deux diodes détecteurs et d'un tube amplificateur. Ce seront, par exemple, les tubes *duo-diode-triode, duo-diode-penthode,* etc...

CHAPITRE XI

Redressement des courants alternatifs.

186. Généralités. — Pour pouvoir analyser certaines particularités ou anomalies de fonctionnement des redresseurs, il importe de bien comprendre le mécanisme du redressement.

Le schéma de principe, dans le cas du redressement d'une seule alternance, peut se ramener à la figure 141.

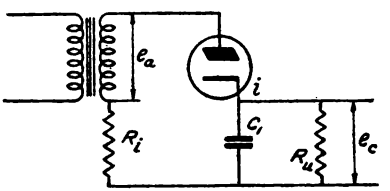


Fig. 141.

On transmet au redresseur une tension alternative $e_a = E_{max} \sin \omega t$ et l'on recueille une tension continue e_c aux bornes de la résistance d'utilisation R_u qui est traversée par l'intensité instantanée i.

La résistance R_i correspond à la résistance de l'enroulement secondaire du transformateur et à celle de la valve, dans les instants où elle est conductrice.

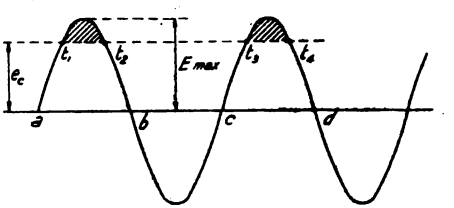


Fig. 142.

Essayons maintenant de comprendre le rôle de ces différents éléments. Dans ce but, traçons la courbe sinusoïde qui représente la tension alternative en fonction du temps (fig 142).

On a coutume de raisonner ainsi : grâce à l'action rectifiante du diode, le courant ne peut passer que dans un seul sens. Il circule pendant la demi-période *ab*, puis cesse de circuler de *b* en *c* pour reprendre de *c* en *d*.

Or, les faits ne se passent nullement ainsi. C'est ce que nous allons nous efforcer de montrer.

Imaginons, d'abord, que la résistance d'utilisation soit infiniment grande. Dans ces conditions, il est évident que le condensateur C_1 se charge à la tension maximum E_{max} et que la valve ne fournit plus aucun courant dès que cette condition est remplie. En effet, la *décharge* du condensateur supposerait le passage des électrons dans le sens plaque-cathode ; ce qui est impossible. Ainsi, à l'aide d'un secteur alternatif à 110 volts efficaces nous obtiendrons une tension redressée de $110 \times \sqrt{2}$ ou environ 155 volts.

Supposons, maintenant, que nous empruntions un courant au redresseur; c'est-à-dire que R_u ait une valeur finie. Le courant redressé circule alors dans R_u d'une manière continuelle, c'est-à-dire, même pendant les instants où la valve n'est pas conductrice. Pendant ces intervalles, il est évident que la tension aux bornes du condensateur diminue; puis elle croit, de nouveau, pendant la période conductrice. En d'autres termes, il y a une ondulation aux bornes de C_1.

Mais, pour qu'il y ait *charge* du condensateur, il faut que la tension qu'on lui fournit soit supérieure à la tension existant entre ses armatures.

Si nous traçons l'horizontale correspondant à e_c, nous observons que la valve ne débite en réalité de courant que dans les intervalles comme $t_1 - t_2$ et comme $t_3 - t_4$.

On saisit donc bien le rôle du condensateur. En l'absence de condensateur, la valve débiterait pendant les intervalles $a - b$ et $c - d$ c'est-à-dire pendant la moitié du temps, et, dans ce cas, la tension aux bornes ne serait plus e_c, mais la *tension moyenne* qui est égale à

$$\frac{E_{max}}{\pi}.$$

A mesure qu'augmente la grandeur du condensateur C_1, la tension redressée e_c augmente, elle aussi. Elle atteindrait la valeur limite E_{max} pour un condensateur C_1, de grandeur infiniment grande, puisque dans ce dernier cas, il n'y aurait aucune variation de tension pendant l'utilisation. Mais on conçoit facilement que le même résultat puisse être obtenu en augmentant R_u. La condition : R_u *infiniment grand* équivaut à la condition C_1, *infiniment grand* puisque dans les deux cas, il n'y a pas décharge du condensateur dans les intervalles comme $t_2 - t_3$.

Il est donc facile d'expliquer pourquoi la valeur de la tension redressée augmente quand C_1 augmente, ou quand on exige une plus petite intensité de courant redressé. Cette variation est considérable puisqu'elle est égale, précisément, à π. Ainsi, en partant de 110 volts alternatifs, on obtiendrait une tension redressée de 50 volts environ sans condensateur et de 155 volts avec un condensateur infiniment grand.

187. Puissance instantanée fournie par la valve. — Mais le passage d'un courant continu dans une résistance R_u correspondant à une puissance électrique qui est précisément $\frac{e_c^2}{R_u}$, il faut nécessairement que cette puissance passe par la valve. Or, nous avons appris, dans le précédent paragraphe, que la durée de son travail pouvait être extrêmement brève. Elle est d'autant plus brève que le condensateur C_1 est plus grand, car, dans ce cas, l'horizontale e_c occupe une situation plus élevée et les intervalles comme $t_1 - t_2$ se resserrent de plus en plus.

Prenons l'exemple de la figure 142. Admettons que la puissance redressée soit de 30 watts. Il s'agit là d'une puissance moyenne. Mais il est certain que la puissance instantanée, pendant l'intervalle $t_1 - t_2$, sera quatre fois plus élevée puisque $t_1 - t_2$, représente à peu près, dans la figure 142, le quart d'une période. Elle atteindra donc 120 watts.

Or un régime instantané élevé peut infliger une fatigue excessive à la valve et en limiter considérablement la durée. C'est la raison pour laquelle les constructeurs de tubes indiquent, en général, la valeur maximum de capacité d'entrée du filtre, valeur qui peut, d'ailleurs, varier avec la tension appliquée.

L'intensité instantanée fournie par la valve dépend non seulement de C_1, mais encore de ρ. Cette dernière constante agit comme un limiteur d'intensité puisque, même en court-circuit, *l'intensité limite est* $\frac{E_{max}}{\rho}$. C'est aussi pourquoi la valeur minimum de R_i est normalement fixée par le constructeur du tube et que cette valeur dépend de la tension redressée.

188. Ondulation du courant redressé (fig. 143). — Nous pouvons, maintenant, tenter de serrer les choses d'encore plus près.

Par nécessité, la capacité C_1 a une valeur finie. Aussi est-il certain que la tension aux bornes baisse pendant l'intervalle qui sépare deux charges successives. De même, la tension aux bornes ne monte pas

instantanément jusqu'à la tension maximum, puisqu'il y a la résistance ρ en circuit. Reprenons la sinusoïde représentant la tension et la ligne pointillée correspondant à la tension moyenne (fig. 143).

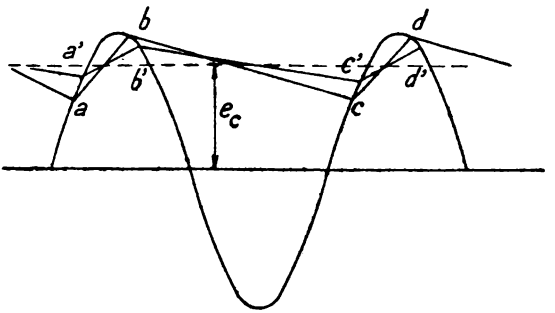


Fig. 143.

La charge du condensateur C_1 commencera avant que la tension instantanée ne corresponde à la tension moyenne, soit, par exemple, au point *a*. La tension augmentera jusqu'au point *b*, d'une manière rapide, mais cependant non instantanée. Puis, au point *b*, la tension du condensateur étant égale à celle de la source, il y a arrêt du courant électronique et le condensateur commence sa décharge de *b* en *c* jusqu'à la période suivante. Le même phénomène recommencera à partir du point *c*, jusqu'en *d*.

Ainsi, la tension instantanée fournie par le redresseur est, en première approximation, la ligne brisée *a*, *b*, *c*, *d*.

Remarquons que cette ondulation dépend :

a) de la résistance ρ qui commande la pente de la partie *ab*.

b) de la valeur de C_1. Plus C_1 sera grand et plus les parties comme *bc* se rapprocheront de l'horizontale.

c) de l'intensité empruntée au redresseur ou, si l'on veut de R_u. Plus cette intensité sera faible et moins *bc* sera incliné.

En prenant C_1 plus grand ou ce qui revient au même en augmentant la résistance d'utilisation R_u on obtiendrait par exemple la courbe *a' b' c' d'* dont l'ondulation est moins grande.

189. Auto-régulation. Forme de l'ondulation. — Le même schéma nous montre que la tension moyenne, pour une même valeur de C_1 dépend de l'intensité de courant *i*. En effet, si nous augmentons *i* la décharge du condensateur sera plus rapide et l'inclinaison du segment

bc sera plus grande, les points comme *a*, *c*, etc... étant situés plus bas.

On peut vérifier qu'en supprimant complètement C_1, on obtient une tension d'entrée beaucoup plus basse (voir plus haut) mais que, par contre, cette tension est presque indépendante de l'intensité de courant fournie par le redresseur [1].

Le dispositif devient pratiquement auto-régulateur.

Nous avons supposé que la charge du condensateur (*a*, *b*; *a'* *b'*, etc.) était linéaire, c'est-à-dire qu'on pouvait la représenter par un segment de droite. L'expérience montre qu'il en est bien ainsi. Il faut, en effet, noter que la charge s'effectue à tension croissante. De même on peut traduire la décharge par une droite également parce qu'elle se produit, en général, dans un circuit inductif (impédance de filtrage).

190. Redressement des deux alternances (fig. 144). — Tout ce qui précède peut aussi bien s'appliquer à des redresseurs utilisant les deux alternances (diphasés). L'intervalle entre deux charges successives est réduit de moitié. On en peut déduire immédiatement (voir fig. 144) que l'amplitude de l'ondulation est sensiblement réduite de moitié.

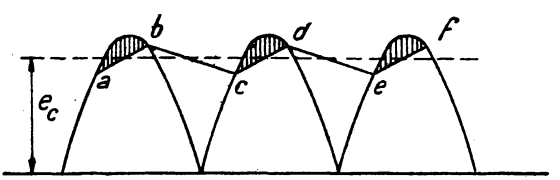


Fig. 144.

Il en résulte, naturellement, une augmentation de la tension moyenne, augmentation qui dépend, d'ailleurs, de C_1. Chacune des sections de la valve fournit une puissance instantanée deux fois moins élevée. La fréquence de l'ondulation est doublée. Ainsi, elle est de 100 p : s avec un redresseur fonctionnant sur l'alternatif 50 périodes. Ce qui facilite beaucoup le filtrage.

La tension moyenne, à vide, pour une valeur de C_1 égale à zéro est deux fois plus élevée. Elle est de $\frac{2\,E_{max}}{\pi}$. C'est-à-dire qu'elle atteint environ 110 volts sur un secteur alternatif à 110 volts efficaces.

Par contre, la tension maximum pour $R_a = \infty$ ou C infiniment grand, n'est pas plus élevée.

1. Cette particularité est utilisée dans les alimentations anodiques destinées aux amplificateurs classe B.

191. Résumé des résultats obtenus par l'analyse précédente. — *a) Tension moyenne redressée e_r pour une intensité donnée i.* — 1° Cette tension est d'autant plus grande que C_1 est plus grand. A la limite, pour $C_1 = \infty$ on obtiendrait $e_r = E_{max}$. Mais les constructeurs limitent C_1 pour une tension donnée parce qu'une trop grande valeur de C_1 correspond à une intensité instantanée exagérée dans la valve.

2° Pour $C = 0$ la tension moyenne est, pour une simple alternance $\frac{E_{max}}{\pi}$ et $\frac{2E_{max}}{\pi}$ pour deux alternances.

b) Tension moyenne redressée e_r pour une intensité i variable. — 1° Pour une intensité nulle la tension redressée est égale à la tension maximum lorsque C_1 n'est pas nul.

Lorsque C_1 est nul on retrouve le cas précédent.

2° La tension redressée varie avec la charge. On peut vérifier que cette variation est relativement faible pour C_1 nul mais qu'elle augmente quand C_1 augmente. Pour de très grandes valeurs de C_1 on observe une amélioration de la régulation, à condition que R_i soit très faible. Mais l'emploi d'une capacité d'entrée trop grande est dangereuse pour la valve.

c) Ondulation. — 1° L'amplitude de l'ondulation est maximum pour $C_1 = 0$. Elle serait nulle pour $C_1 = \infty$ ou $R_u = \infty$.

2° L'amplitude de l'ondulation s'accroît à mesure qu'augmente l'intensité fournie par le redresseur.

3° La fréquence de l'ondulation est doublée quand on utilise un redresseur biphasé; l'amplitude est divisée par deux.

d) Intensité instantanée. — Pour une intensité moyenne donnée, l'intensité instantanée fournie par la valve dépend :

1° De la grandeur de C_1 (d'où une limite supérieure fixée par le constructeur).

2° De la résistance interne R_i (d'où une limite inférieure qui comporte une partie due au transformateur ou R_i et une partie due à la valve R).

192. Signification de la constante ρ. — Nous avons admis jusqu'ici que ρ était la *résistance intérieure* du redresseur. Mais cette expression cache en réalité un ensemble de facteurs qu'il est utile d'analyser. Ces facteurs sont :

a) La résistance du secondaire du transformateur.

b) La résistance du primaire agissant à travers l'enroulement secondaire par l'intermédiaire du rapport de transformation. Il ne faut pas oublier, en effet, que nous sommes en présence de courants variables.

On peut admettre que, dans le cas où les fuites magnétiques du transformateur sont négligeables, la résistance effective du transformateur peut s'exprimer par :

$$R_t = R_s + n^2 R_p$$

R_s = résistance ohmique du secondaire
R_p = — — primaire
n = rapport de transformation.

193. Signification de la constante R_t. — La résistance de la valve est difficile à définir puisqu'elle varie au cours du fonctionnement. Toutefois, dans un cas général comme celui de la figure 144, le fonctionnement est limité aux surfaces hachurées et, dans ces conditions, on peut considérer que la résistance est sensiblement constante.

Mais, puisque la valve possède une certaine résistance intérieure et qu'elle est traversée par une certaine intensité de courant, on peut prévoir qu'elle est le siège d'une *certaine dissipation de puissance sous forme de chaleur.*

Toutefois, cette notion de résistance intérieure présente d'importantes différences avec la notion de résistance ohmique. On pourrait comparer cette dernière à un *frottement,* ou une viscosité s'opposant aux libres mouvements des électrons. Dans le cas présent, les électrons font leur voyage dans le vide. Toutefois, l'énergie cinétique qu'ils possèdent $\left(\frac{1}{2} mv^2\right)$ est brusquement absorbée par l'anode du tube diode. L'électron est comme une balle de fusil qui s'écrase contre une cible. L'expérience montre que la balle est brûlante parce que l'énergie cinétique qu'elle avait emmagasinée a été brusquement transformée en chaleur. De même que cette énergie apparaît sur la cible, de même l'énergie cinétique des électrons apparaît sur la plaque du diode. C'est celle-ci qui s'échauffe.

194. Surcharge des valves. — Pour certains régimes élevés on peut observer que les plaques rougissent. Il peut même y avoir fusion de l'électrode. Il va sans dire que, dans ces conditions, le fonctionnement est dangereux pour le tube et réduit considérablement sa durée. La cathode est soumise, en effet, à un régime de surcharge anormal. On observe, à sa surface, des zones plus brillantes où l'on voit s'allumer comme des arcs en miniature. En ces points, il y a destruction de la matière active. D'autre part, le rougissement des plaques entraîne l'expulsion des molécules gazeuses primitivement occluses dans le métal.

Ces molécules, soumises au bombardement électronique, ne tardent pas à s'ioniser et, violemment repoussées par la plaque positive, se précipitent sur la cathode. Ce bombardement est encore une cause de destruction.

On améliore le refroidissement de l'anode en utilisant, pour sa construction, des métaux dont la surface est noire et, même, dans certains cas, des anodes de graphite. Le refroidissement est également favorisé par une ampoule en verre clair.

195. Montages doubleurs de tension. — En utilisant deux valves séparées on peut, ainsi qu'il a été remarqué dans le tome I[1], combiner des montages dits « *doubleurs de tension* ». On peut aussi, ce qui revient au même, employer une seule valve comportant deux cathodes et deux anodes électriquement indépendantes.

Les montages doubleurs de tension sont particulièrement intéressants dans les récepteurs n'utilisant pas de transformateur. Ils permettent d'obtenir, par exemple, une tension continue de 200 volts en partant d'un secteur alternatif à 110 volts.

Il convient de dire que ces montages sont, toutefois, d'un intérêt assez limité.

A titre documentaire, nous indiquons (fig. 145 et fig. 146) des montages doubleurs de tension utilisant des principes quelque peu différents.

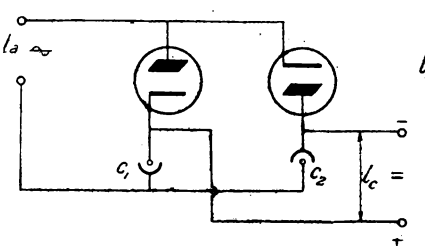


Fig. 145.

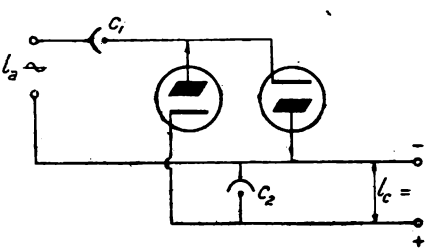


Fig. 146.

La grandeur de la tension redressée dépend dans une large mesure de la grandeur de C_1 et C_2 (voir appendice).

196. Constances de fonctionnement d'une valve. — Les constantes principales de fonctionnement sont :

a) tension et intensité de chauffage de la cathode et, dans le cas des

1. N° 213, page 239.

valves à chauffage indirect : tension maximum entre cathode et filament.

b) intensité maximum redressée.

c) tension maximum entre anode et cathode.

a) Tension de chauffage. — Il importe de respecter scrupuleusement les indications données par le constructeur. Une tension insuffisante et, par conséquent, une température trop basse de la cathode a pour résultat une augmentation de la résistance intérieure et, par conséquent, de l'échauffement.

Lorsque la cathode est insuffisamment chauffée on observe le phénomène déjà signalé plus haut : l'émission électronique est localisée dans certaines zones de la surface.

Une tension de chauffage exagérée est peut-être moins nuisible qu'une tension insuffisante.

Pour certains types de valve on indique que la tension entre filament et cathode doit être nulle. Il faut entendre par là qu'il est indispensable de relier une des extrémités du filament à la cathode. Faute de cette précaution, la tension du filament peut être très différente de celle de la cathode. Comme l'isolement cathode-filament n'est jamais considérable à chaud, des courants parasites peuvent se produire et amener une mort rapide de la valve. Dans certains types de valves américaines, cette liaison est faite dans le tube lui-même.

b) L'intensité maximum redressée exprime généralement le courant moyen. Mais, en toute exactitude, on doit aussi tenir compte de l'intensité instantanée. C'est pour cette raison que certains constructeurs indiquent : résistance minimum du transformateur et capacité maximum de l'entrée du filtre.

c) La tension maximum entre anode et cathode peut, dans une certaine mesure, dépendre de l'intensité redressée et, surtout, de la capacité d'entrée C_1. Dans les cas où la capacité d'entrée est nulle on peut admettre une tension beaucoup plus importante. Ainsi le tube américain 5 Y 3 peut supporter 500 volts efficaces par plaque lorsque $C_1 = 0$. Il est dangereux de lui appliquer plus de 350 volts avec un condensateur d'entrée de 4 microfarads.

Les constructeurs indiquent souvent aussi *la tension inverse de pointe maximum* que peut supporter le tube. Il faut remarquer en effet que, pendant les alternances négatives, aucun courant ne traverse le tube mais que la tension appliquée entre anode et cathode est égale à la tension maximum alternative *à laquelle il faut ajouter la tension moyenne redressée et la tension d'ondulation maximum.* C'est cette valeur qui est *la tension inverse de pointe.*

196 bis. Courbes caractéristiques. — Les courbes caractéristiques les plus intéressantes sont celles qui fournissent, par exemple, la tension utile en fonction de la tension appliquée et de l'intensité exigée.

Nous donnons, par exemple, les deux familles de courbes correspondant à un tube américain 5 Y 3 utilisé avec :

A : condensateur d'entrée de 4 microfarads (fig. 147),

B : sans condensateur d'entrée (bobine de 20 henrys) (fig. 148),

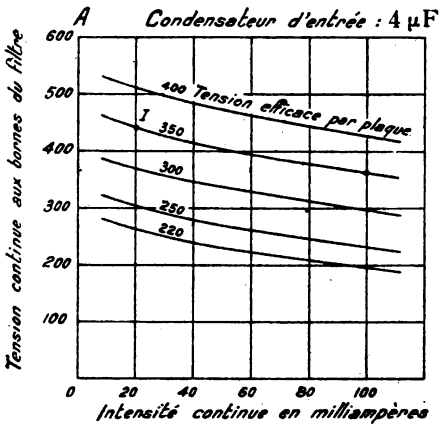


Fig. 147.

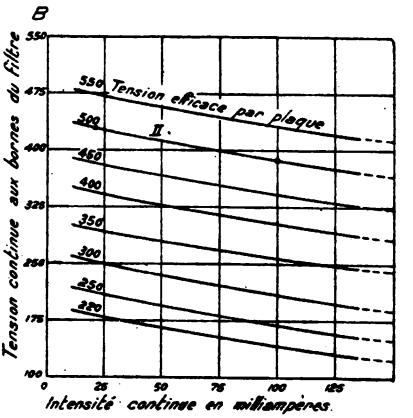


Fig. 148.

On voit que, dans ce dernier cas, la régulation est nettement meilleure. En effet, quand l'intensité (courbe I) passe de 20 à 100 mA, la tension passe de 440 à 360 volts.

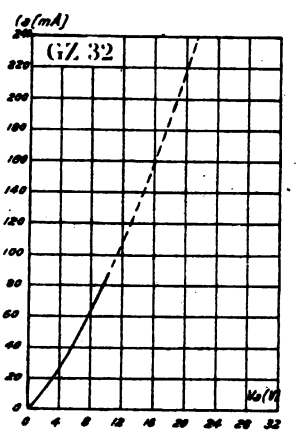


Fig. 149.

Dans le second cas (courbe II), pour la même variation de débit, la tension ne baisse que de 440 à environ 382 volts.

Il est souvent intéressant de connaître aussi la variation d'intensité en fonction de la tension appliquée. C'est en quelque sorte, la variation de résistance interne en fonction de la charge. Nous donnons cette courbe (fig. 148 *bis*) pour un tube à faible résistance interne type GZ 32.

APPENDICE DU CHAPITRE XI

I

MONTAGES DOUBLEURS DE TENSION

a. Fonctionnement.

1° *Montage Latour* (fig. 145). Chaque condensateur se charge alternativement à travers la valve correspondante, I_c représente la somme des tensions continues existant aux bornes de C_1 et C_2. La tension d'ondulation a une fréquence double de la tension d'alimentation.

2° *Montage fig.* 146. Pendant une alternance le condensateur C_1 se charge à travers la valve de gauche. Pendant l'alternance suivante le condensateur C_2 est chargé à travers l'autre valve et la tension appliquée à cette dernière est égale à la somme des tensions du secteur et de la tension aux bornes de C_1. La tension d'ondulation a la même fréquence que la tension d'alimentation.

Pratiquement, le montage Latour donne une tension plus élevée pour une même valeur des condensateurs.

b. Utilisation.

L'emploi de ces montages peut être envisagé lorsque la tension d'alimentation est faible. Tel serait, en principe, le cas des amplificateurs ou récepteurs sans transformateurs. Mais on exige généralement que ces montages soient *Tous courants* c'est-à-dire puissent fonctionner indifféremment sur continu et sur alternatif. Dans le premier cas, il est évident que la tension ne peut pas être doublé. Il faut donc prévoir un dispositif spécial de commutation pour l'emploi en courant continu. Cela enlève beaucoup d'intérêt à ces montages et cela explique pourquoi ils sont rarement utilisés.

Le montage figure 146 peut être utilisé en tripleur, quadrupleur (etc.) de tension, en ajoutant une valve et un condensateur. Il est employé dans les générateurs de très haute tension et permet, dans ce cas, de réaliser une importante économie dans l'achat du transformateur d'alimentation.

CHAPITRE XI *bis*

REDRESSEURS A ATMOSPHÈRE GAZEUSE

197-1. Généralités. — Les tubes diodes dont il a été question dans les chapitres précédents étaient à « vide poussé ». Il faut entendre par là que la pression résiduelle de l'atmosphère interne était aussi réduite que possible.

Mais il existe aussi toute une catégorie de redresseurs dits « à atmosphère gazeuse ». La présence d'une atmosphère résiduelle permet d'obtenir certains avantages au prix de quelques inconvénients.

Ces dispositifs, qui ont reçu des applications industrielles de la plus haute importance, sont connus sous les noms de *phanotrons*, *thyratrons*, *redresseurs à arc de mercure*, *ignitrons*, etc...

Leur fonctionnement s'explique à l'aide des principes que nous allons brièvement étudier dans les paragraphes suivants.

197-2. Décharge dans un gaz raréfié. — Considérons un tube à décharge simplement constitué par 2 électrodes planes de 1 centimètre

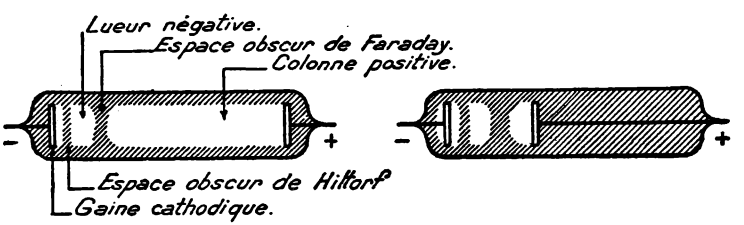


Fig. 149-1

carré, distantes d'environ 1 centimètre et placées dans une atmosphère d'un gaz inerte, sous une pression de l'ordre de 1 millimètre de mercure.

On sait que, pour une certaine tension, qui est la *tension d'amorçage*, le courant circule dans le tube. Il est accompagné de phénomènes lumineux. La grandeur de la tension d'amorçage dépend de

beaucoup de facteurs : nature et pression du gaz, distance, nature, forme des électrodes, nature et forme des parois de l'ampoule.

On peut étudier, pour un ensemble de conditions données, comment varie la grandeur de l'intensité en fonction de la tension aux bornes du tube. La courbe est donnée figure 149-2.

Cette caractéristique permet d'observer d'abord qu'il circule *toujours* une certaine intensité entre les deux électrodes. Cette intensité peut être extrêmement faible. On notera, à ce propos, que l'échelle

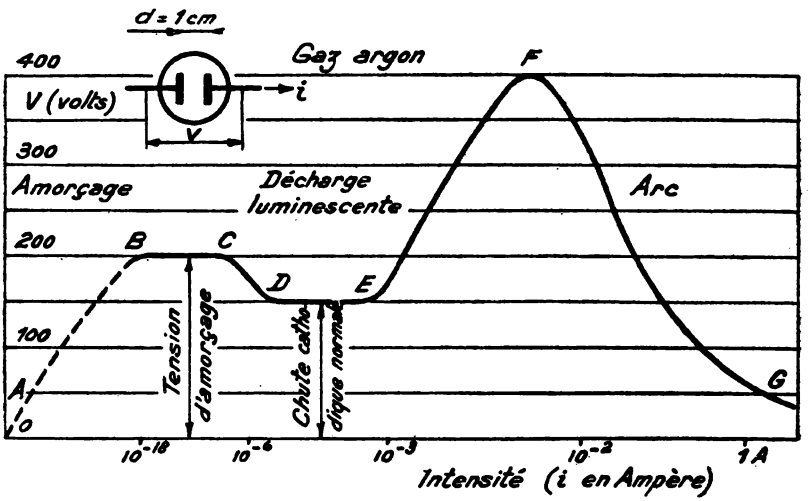


Fig. 149-2

portée sur l'axe des abscisses n'est pas proportionnelle. Elle s'étend depuis des valeurs inférieures à 10^{-18} ampères jusqu'au delà de 1 ampère. Nous avons simplement indiqué quelques points pour fixer les idées.

La partie pointillée du début correspond au courant dû à la présence de quelques ions dans l'atmosphère du tube (région AB).

La région BC correspond à l'amorçage de la décharge. Le courant est dû aux ions gazeux et aux électrons arrachés à la cathode, par émission secondaire, à la suite du bombardement ionique. L'augmentation d'intensité est très rapide.

De C en D, les ions affluent sur la cathode. Par suite d'un effet de « charge d'espace », toute la tension appliquée au tube se concentre dans une mince épaisseur à la surface de la cathode. Dans ces condi-

tions, les électrons quittent beaucoup plus facilement la cathode : la tension baisse.

De D en E, la gaine d'ions s'établit progressivement autour de la cathode. On constate que la tension demeure invariable. Elle porte le nom de *chute cathodique normale.* Sa valeur dépend de la nature des électrodes et de la nature du gaz.

A partir du point E, la surface entière de la cathode est recouverte par la gaine d'ions. Dans ces conditions, toute augmentation d'intensité se traduit par une augmentation de chute de tension. On est alors en présence de la *chute cathodique anormale.*

Il résulte de cela qu'une puissance électrique plus grande est dépensée à la surface de la cathode. L'électrode s'échauffe de plus en plus.

Au point F, la température est suffisante pour que les électrons ne soient plus seulement arrachés par émission secondaire ou par effet du champ électrique (on dit aussi : par effet de cathode froide), mais par effet thermo-ionique. Il en résulte alors une baisse rapide de la tension aux bornes du tube.

Puisque la tension baisse quand l'intensité augmente, la résistance de la décharge *est négative.* On est alors en présence, non plus d'une décharge luminescente, mais d'un *arc électrique.*

197-3. Définition de l'arc électrique. La distinction entre une décharge électrique et un arc n'apparaît pas toujours clairement.

Pour qu'il y ait « arc électrique », il faut que la caractéristique soit à résistance négative et que la cathode émette des électrons en quantité suffisante pour entretenir la décharge.

La décharge par arc est caractérisée par une intensité de courant relativement grande, avec une chute de tension très faible qui est souvent pratiquement indépendante de la grandeur de l'intensité (1).

Sur la fig. 149-2, la caractéristique deviendrait pratiquement horizontale au delà du point G. L'intensité serait limitée par l'échauffement des électrodes.

En général, un arc doit être *amorcé.* A la pression normale, il est facile d'obtenir un arc électrique, sous une tension de quelques volts, entre deux baguettes de charbon de cornue. Mais il faut amorcer l'arc en amenant d'abord les deux baguettes en contact. Après quoi, on les écarte légèrement.

L'entretien de l'arc est impossible en courant alternatif. En effet,

(1) Elle est souvent inférieure à la tension minima d'excitation ou d'ionisation du gaz ou de la vapeur.

il y a extinction à la fin de la première demi-période et le phénomène ne peut se réamorcer spontanément.

Le court-circuit de l'amorçage a pour but de provoquer la production d'un point à température suffisamment élevée pour que l'émission thermo-ionique puisse commencer. Après quoi, l'énergie dissipée dans la décharge est suffisante pour que cette température élevée se maintienne.

Mais si la cathode est un corps émettant spontanément des électrons, un filament incandescent, par exemple, aucun amorçage n'est nécessaire : l'arc éclate spontanément.

197-4. Redresseurs à atmosphère. — Pour obtenir le redressement, il faut utiliser un système tel que la chute de tension interne

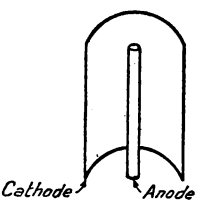


Fig. 149-3

soit aussi différente que possible pour les deux sens de passage du courant.

L'examen de la caractéristique fig. 149-2 suggère deux possibilités différentes.

1° L'étendue de la branche DE, relative à la chute cathodique normale, dépend essentiellement de la *surface* de la cathode. En effet, la densité de courant dans la gaine cathodique est constante, aussi longtemps que la surface entière de la cathode n'est pas recouverte.

Imaginons un tube constitué, comme en fig. 149-3, par deux électrodes de surface très différente : une tige et une plaque, par exemple. Quand la plaque sera la cathode, la chute cathodique normale correspondra à une intensité de courant considérablement plus grande que lorsque les conditions seront inversées. On obtiendra donc un effet de redressement.

Tel est le principe des redresseurs sans filaments et à atmosphère gazeuse. On peut constituer des redresseurs diphasés (fig. 149-4)

Ces redresseurs ne peuvent convenir que pour des tensions d'au

moins 200 volts. Leur efficacité est faible. Ils ne peuvent supporter qu'une faible tension inverse, à cause des risques d'amorçage d'un arc. Ils ont encore l'inconvénient de produire des perturbations dans les récepteurs de T. S. F. Ils sont à peu près abandonnés aujourd'hui.

2° Il y a éclatement d'un *arc* pour un sens de passage du courant et simplement *décharge luminescente* pour l'autre sens. En d'autres termes, le tube fonctionne dans la région FG pour un sens et dans une région comprise entre B et E pour l'autre sens.

Nous avons déjà indiqué plus haut un premier moyen d'obtenir

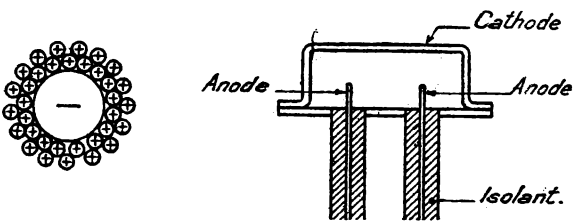


Fig. 149-4

l'amorçage spontané d'un arc : c'est d'utiliser un filament incandescent comme cathode.

Un autre moyen est le suivant : l'atmosphère interne du redresseur est maintenue dans un état suffisant d'ionisation. Les deux électrodes sont d'une nature et d'une forme différentes. Tel est le principe des redresseurs à arc dans la vapeur de mercure (on dit souvent, en abrégeant : à arc de mercure).

Les redresseurs utilisant le premier moyen sont généralement désignés sous le nom de : redresseurs à atmosphère gazeuse et à cathode chaude. On leur donne aussi souvent des noms particuliers qui sont, en réalité, des « marques déposées » : *Tungar*, *Phanotrons*, *Valvgaz*, etc...

197-5. Remarque : la Régulation. — Tous les redresseurs à atmosphère ont en commun l'emploi d'une décharge par arc pour un sens de passage du courant. Or, quand il y a décharge par arc, toute augmentation d'intensité se traduit par une *diminution* de la chute de tension dans le redresseur. Il en résulte donc une nouvelle augmentation d'intensité si des précautions particulières ne sont pas prises. D'autre part, le redresseur ne peut, en général, supporter que des

surcharges très faibles. Il en résulte donc que ce mode de fonctionnement serait particulièrement dangereux.

Le remède, c'est d'insérer en série, dans le circuit, un dispositif dont la résistance croisse nettement quand l'intensité augmente. C'est le cas d'un filament métallique incandescent. On utilise donc une lampe dite « régulatrice » ou « ballast » qui protège efficacement le tube redresseur.

On pourrait aussi utiliser, en série, dans le circuit, une inductance convenable. Un résultat équivalent est obtenu en alimentant les circuits du redresseur au moyen d'un transformateur présentant des fuites magnétiques importantes. On démontre que ces fuites ont pour effet de faire naître dans le circuit secondaire une inductance de dispersion, dont la valeur croît avec l'intensité de courant.

197-6. Tension inverse. Arc en retour. — *La tension inverse de pointe* (voir chapitre XI, § 196). est une notion *extrêmement importante* pour l'emploi des redresseurs à atmosphère gazeuse. C'est la tension maxima qui existe entre les électrodes dans les intervalles où la valve n'est pas conductrice. Il est évident qu'elle est égale à la tension redressée, à laquelle il faut ajouter la tension alternative maximum et la tension maximum d'ondulation. Elle est beaucoup plus importante avec un filtre à condensateur d'entrée.

Sa détermination exacte ne peut se faire que par des mesures.

Le bon fonctionnement du redresseur suppose que la décharge par arc ne se produit que pour un sens déterminé de passage du courant. Si la tension inverse de pointe dépasse la valeur fixée par le constructeur, un arc se produit dans les deux sens. Le redressement n'est plus assuré et, si le phénomène persiste, le tube est rapidement détruit. C'est le phénomène désigné sous le nom d'*arc en retour, arc inverse*, ou *retour d'arc*.

Parmi les causes de cette dangereuse anomalie, on peut citer :

a) Échauffement anormal de l'anode (surcharge). C'est l'émission thermo-ionique de la plaque qui déclenche l'arc ;

b) Émission secondaire de l'anode, sous l'influence du choc d'une particule positive (pendant que l'anode est négative).

197-7. Transport du courant des redresseurs à atmosphère gazeuse. — Les redresseurs à atmosphère gazeuse permettent généralement d'obtenir une intensité de courant relativement grande. Devant cette observation, on pourrait être tenté d'admettre que le

courant dans le tube est transporté non seulement par les électrons issus de la cathode, mais aussi par les ions de l'atmosphère interne. *Une telle explication est fausse.* En pratique, ce sont uniquement les électrons qui assurent le transport des quantités d'électricité. Par exemple, dans un redresseur à vapeur de mercure, on peut facilement calculer que, si l'intensité ionique est représentée par 1, l'intensité électronique est représentée par environ 600. Le courant ionique est parfaitement négligeable.

Mais cela ne veut pas dire que les ions ne jouent aucun rôle. C'est grâce à eux que la chute de tension dans le tube est très faible. Leur rôle est en quelque sorte passif. Leur charge d'espace positive annule la charge d'espace négative des électrons. Il en résulte que la cathode peut fournir son intensité de saturation sous l'influence d'une tension anodique de quelques volts. Ainsi l'échauffement de la lampe est beaucoup plus réduit et le rendement est notablement amélioré.

L'emploi d'une cathode à oxydes est possible, à condition que la chute de tension dans le tube ne dépasse pas une certaine valeur critique qui varie avec la nature de l'atmosphère interne (22 volts pour la valeur de mercure). Au delà de cette valeur critique, les ions atteignent une vitesse suffisante pour que leurs chocs sur la cathode amènent sa désagrégation.

Redresseurs a cathode chaude et a atmosphère gazeuse.

197-8. Redresseur Tungar. — C'est celui qui convient pour le redressement des tensions faibles, ne dépassant pas quelques dizaines

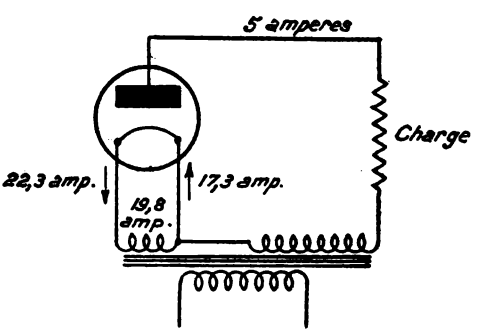


Fig. 149-5

de volts. Il comporte un filament de tungstène pur dans une atmosphère d'argon (d'où le nom de « Tungar »). Grâce à la présence du gaz

inerte qui réduit la vitesse d'évaporation, on peut pousser considérablement la température du filament et en tirer, par conséquent, une intensité relativement élevée.

Dans un tel redresseur, il faut que l'intensité de chauffage soit notable par rapport à l'intensité redressée. Cela découle de l'observation que résume la fig. 149-5. Le courant redressé se superpose au courant de chauffage de telle sorte que la température des deux extrémités du filament n'est pas la même. On réduit cet inconvénient en adoptant un filament gros et court, porté à l'incandescence sous une tension faible et une intensité élevée.

L'anode est un cylindre de graphite.

197-9. Les cathodes à oxydes. — L'utilisation d'une cathode à oxydes permet la construction de tubes destinés au redressement de

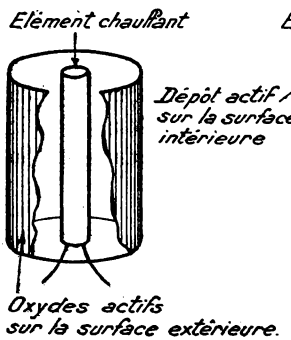


Fig. 149-6

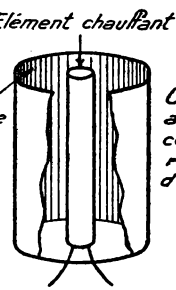


Fig. 149-7

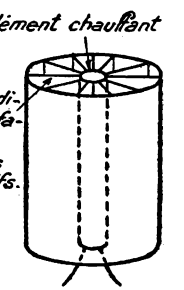


Fig. 149-8

très grandes intensités. Pour les intensités faibles, on se sert simplement d'un filament recouvert d'une surface active. Pour des intensités plus fortes, on emploie un ruban de tungstène replié en zigzag. Enfin, pour les intensités encore plus élevées, le tube comporte une cathode à chauffage indirect d'une construction spéciale.

Le chauffage est assuré par un filament de tungstène pur, disposé dans l'axe de la cathode. La cathode proprement dite est un cylindre de métal dont la surface *intérieure* est recouverte d'oxydes (voir fig. 149-6 et 7). On augmente notablement la surface utile en munissant le cylindre cathodique de cloisons radiales, elles-mêmes recouvertes d'oxydes (fig. 149-8). Le rendement électronique est vingt-cinq fois plus grand qu'avec la disposition ordinaire. Il faut entendre par là que le

courant de saturation est vingt-cinq fois plus élevé pour une même puissance dépensée dans le chauffage.

Les tubes à atmosphère d'argon conviennent difficilement quand il s'agit de redresser des tensions dépassant quelques centaines de volts.

197-10. Tubes à vapeur de mercure. Phanotrons. — Les tubes dits « phanotrons » utilisent les mêmes principes que les précédents, mais l'atmosphère intérieure est de vapeur de mercure. Ce résultat est obtenu en plaçant quelques gouttes de mercure liquide à l'intérieur de l'ampoule.

La tension inverse de pointe que peut supporter le tube est considérablement plus élevée qu'avec l'argon : on construit des tubes pouvant fonctionner sous plus de 25 000 volts. Par contre, le bon fonctionnement du redresseur dépend de la température de l'ampoule qui détermine la valeur de la pression interne.

Pour une température trop faible, la densité ionique est insuffisante et la chute de tension dans le tube devient plus grande. Il peut en résulter la détérioration de la cathode.

Par contre, une température trop élevée accroît les dangers de retour d'arc.

Redresseurs a arc de mercure.

197-11. Principe. — C'est le plus ancien des redresseurs ioniques. Il comporte (fig. 149-9) une ampoule de grandes dimensions

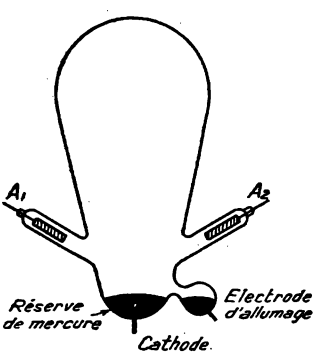


Fig. 149-9

dont la cathode, partie inférieure, sert de réserve pour le mercure liquide. Les anodes sont des cylindres de graphite. Les modèles de grande puissance sont construits dans des cuves en fer.

L'amorçage de l'arc est obtenu au moyen d'une électrode d'allumage. C'est, pour les petits modèles, un petit réservoir auxiliaire de mercure porté à une tension différente de la cathode. En inclinant le tube, on fait couler une goutte de mercure entre les deux réservoirs. Il se produit un arc qui suffit généralement pour provoquer l'amorçage de l'arc normal, par suite de l'ionisation de l'atmosphère interne. Dans les modèles plus puissants, on détermine la naissance d'une surtension de courte durée.

L'arc normal éclate entre les anodes et la cathode mercure. La surface liquide, frappée par la décharge, est instantanément portée à une température de plusieurs milliers de degrés. Le point d'impact de l'arc, qui se déplace constamment à la surface, est la *tache cathodique.*

Le mercure évaporé se condense à la partie supérieure de l'enveloppe et revient dans le réservoir cathodique.

197-12. Dispositif d'entretien. — L'arc s'éteint après la première demi-période, dès que la tension tombe au-dessous d'une certaine va-

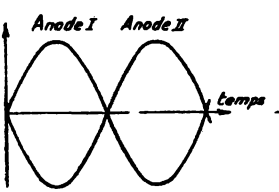


Fig. 149-10

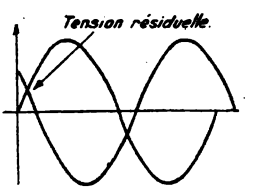


Fig. 149-11

leur. Il ne peut se réamorcer spontanément comme dans un tube à cathode chaude. La difficulté demeure entière si l'on emploie un tube diphasé pour redresser les deux alternances : les deux tensions s'annulent en même temps (fig. 149-10).

Une solution applicable seulement aux tubes de petite puissance consiste à ne pas utiliser des tensions exactement diphasées. On introduit, par exemple, une inductance supplémentaire dans un des circuits. Dans ces conditions, les tensions ne sont pas nulles en même temps (fig. 149-11), et la décharge se poursuit sans interruption. Le même effet peut être obtenu en utilisant un transformateur présentant un coefficient de fuite important.

Ce procédé a l'inconvénient de réduire le rendement et d'abaisser le facteur de puissance de l'installation. Il est inapplicable aux ins-

tallations de grande puissance. Dans ce cas, le redresseur est prévu avec des électrodes spéciales d'entretien, alimentées par des circuits séparés.

Nous donnons fig. 149-12 le croquis d'une installation de moyenne puissance.

On construit des redresseurs à arc de mercure de plusieurs centaines de kilowatts. Dans de nombreuses sous-stations, ils rem-

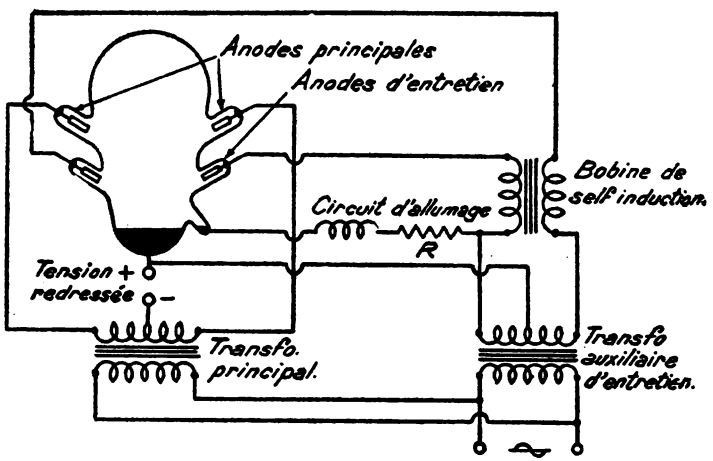


Fig. 149-12

placent les commutatrices pour la transformation du courant alternatif en courant continu.

197-13. Parallèle entre phanotrons et redresseurs à arc de mercure. — Dans les phanotrons, il faut dépenser une certaine puissance électrique pour le chauffage de la cathode. Le tube n'est pas près de fonctionner instantanément. L'inertie thermique est telle, avec certaines cathodes, qu'il faut plus de vingt minutes pour la mise en route.

Le phanotron ne supporte aucun régime de surcharge. *L'intensité de pointe* ne peut pas dépasser l'intensité de saturation. En cas de surcharge, il y a ionisation par choc, et augmentation immédiate de la chute de tension dans le tube. Le choc des ions provoque alors la destruction partielle de la cathode. Toute surcharge, même très courte, a pour conséquence une réduction notable de la durée de vie du redresseur.

Le redresseur à arc de mercure supporte sans inconvénient des surcharges de courte durée. Il en résulte seulement une augmentation de la chute de tension interne et de la température. En conséquence, la pression interne devient plus grande. Il faut simplement assurer un refroidissement plus énergique, si l'on veut éviter le danger d'arc inverse.

En résumé, dans un tube à cathode incandescente, la puissance maxima redressée est fixée par les possibilités de la cathode.

Dans un tube à arc de mercure, c'est la capacité du système de refroidissement qui fixe la limite.

Les redresseurs de très grande puissance sont munis de dispositifs de refroidissement par circulation d'eau.

Redresseurs a électrode de commande.

197-14. Le thyratron. — Dans un redresseur à cathode chaude, l'ionisation de l'atmosphère interne, nécessaire pour l'amorçage de l'arc, est produite par les electrons issus de la cathode et accélérés par la tension anodique.

En intercalant une électrode, une grille négativement polarisée entre cathode et plaque, on peut refouler les électrons vers la cathode. Dans ces conditions, l'ionisation ne se produit pas et l'arc ne peut éclater.

Tel est le principe du tube relais ou thyratron. C'est, en somme, l'équivalent d'un tube triode, mais avec une atmosphère gazeuse (voir t. II, § 360,).

On peut facilement montrer que, pour un thyratron donné, il existe un rapport constant, qui est le *rapport de commande* entre la tension appliquée sur l'électrode de commande et la tension appliquée à la plaque, au moment de l'amorçage.

Il faut noter que l'électrode de commande peut empêcher l'arc d'éclater. Mais elle ne peut, en aucun cas, faire cesser la décharge lorsqu'elle a été amorcée. La commande n'est donc pas réversible.

Cela n'a d'ailleurs pas beaucoup d'importance, parce que les thyratrons sont généralement utilisés en courant alternatif. L'arc s'éteint à la fin de la première demi-période et, de nouveau, l'électrode de commande acquiert la propriété de contrôler la décharge.

197-15. Thyratron en redresseur à puissance variable. — Appliquons une tension alternative sur la lampe (fig. 104). Si la tension

négative appliquée sur la grille est suffisante, l'arc ne s'amorce pas et aucune puissance n'apparaît dans le circuit de plaque.

Pour une certaine valeur de la polarisation, l'arc amorcera, par exemple, au point C, voisin de l'amplitude maximum. Dans ces conditions, le courant ne circulera que pendant une fraction de la demi-période. Au contraire, si la tension de grille est telle que l'amorçage

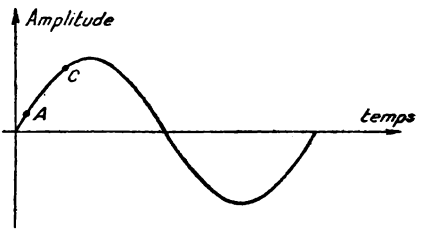


Fig. 149-13

se produise en A, le redresseur fournira sa pleine puissance. Ainsi, nous avons le moyen de faire varier la puissance qui apparaît dans un circuit sans introduire des pertes dans ce circuit.

Sans qu'il soit besoin d'entrer dans le détail des réalisations, on

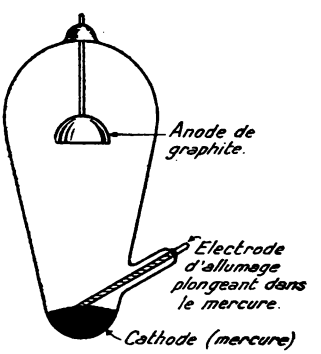


Fig. 149-14

conçoit le grand intérêt du système. Dans les montages classiques utilisés jusqu'à ces temps derniers, on réduisait généralement la puissance par introduction de résistances dans les circuits, c'est-à-dire *en créant des pertes d'énergie.*

197-16. L'ignitron (fig. 149-14). — Un tube « ignitron » est construit de la même manière qu'un redresseur à arc de mercure. Il en dif-

fère par le système d'amorçage. Il comporte une électrode d'allumage, qui est un crayon semi-conducteur, plongeant dans le mercure. En appliquant une tension continue entre l'électrode d'allumage et le mercure, on provoque la naissance d'un arc minuscule qui suffit pour amorcer instantanément la décharge principale.

Comme dans les tubes thyratrons, on peut ainsi produire l'allumage du tube à un moment quelconque de la période. On peut donc, comme avec le tube thyratron, faire varier la puissance redressée à volonté.

197-17. Emploi des thyratrons et ignitrons (1). — Les redresseurs à électrode de commande prennent chaque jour une importance industrielle plus grande. Il est impossible de citer toutes les applications. Nous citerons simplement :

Alimentation des moteurs à courant continu avec le courant alternatif, sans pertes par effet joule ;

Alimentation de moteurs spéciaux présentant des avantages importants par rapport aux moteurs classiques ;

Transformation du courant alternatif en courant continu ;

Transformation inverse ;

Commandes automatiques.

Il va sans dire que les thyratrons utilisés pour ces applications industrielles sont très différents de ceux que l'on emploie dans les bases de temps des oscillographes. Ils peuvent fournir plusieurs centaines d'ampères sous des tensions de plusieurs milliers de volts.

Chapitre XI *ter*

CALCUL PRATIQUE DES REDRESSEURS POUR ALIMENTATION ANODIQUE

198-1. Généralités. — L'étude théorique du redressement a été exposée dans le chapitre XI. Et elle nous a montré que la tension continue disponible aux bornes de l'utilisation R_u dépend :

a) De la tension alternative e_{a0}, dont la valeur instantanée est e_a ;

b) De l'intensité du courant continu i_c ;

c) De la valeur de C_1 ;

d) De la résistance interne du redresseur R_i, dont la valeur, souvent mal définie, est déterminée par la résistance de la valve, celle de l'enroulement secondaire, celle de l'enroulement primaire et, aussi, par le coefficient de dispersion du transformateur.

Il est généralement facile de déterminer l'intensité de courant continu exigé par un amplificateur ou un récepteur ; on connaît, d'autre part, la tension d'alimentation. Le problème consiste donc à calculer la tension alternative que doit fournir le transformateur d'alimentation.

Une solution complète et rigoureuse à ce problème est à peu près inaccessible, à cause des nombreuses indéterminations, en particulier sur la valeur de ρ. Mais il existe de nombreuses méthodes de calcul approximatives. Celle que nous allons décrire est l'adaptation d'une étude publiée par la Société Philips. Elle donne des résultats dont l'exactitude est largement suffisante pour la pratique. Nous exposerons d'abord les considérations théoriques qui justifient les calculs.

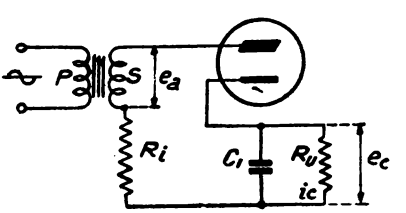


Fig. 150

Les lecteurs non familiarisés avec le calcul intégral laisseront de côté ces notes préliminaires.

198-2. Le fonctionnement. — Considérons le redresseur monoplaque de la figure 150. Les résultats pourront, par la suite, être facilement étendus aux cas d'un redresseur à deux alternances ou même, à un nombre quelconque de phases.

La relation d'Ohm nous permet d'écrire, en courant continu,

$$R_u = \frac{e_c}{i_c}.$$

La source de courant continu est, en somme, le condensateur C_1. On peut admettre, en première approximation, qu'il a une capacité suffisante pour que la variation de tension soit négligeable entre ses deux armatures.

Le transformateur, ou le secteur, s'il s'agit d'un récepteur « tous courants », fournit une tension alternative :

$$e_a = E \sin \omega t.$$

En conséquence, le condensateur se charge à travers la valve, dans les intervalles pendant lesquels la tension alternative instantanée e_a est supérieure à la tension continue e_c aux bornes du condensateur. Il en résulte que l'intensité instantanée dans le circuit de redressement est :

$$\boxed{i = \frac{e_a - e_c}{R_i}}. \qquad (1)$$

La tension continue se stabilise à une valeur telle que la quantité d'électricité reçue par le condensateur pendant l'intervalle de charge soit exactement égale à la quantité perdue par suite du courant de décharge i_c pendant la durée d'une période. C'est ce que nous pouvons représenter graphiquement par la fig. 151-1. Quand on exige une intensité plus grande du redresseur, la ligne horizontale C, représentant la tension continue, descend. Elle monte, au contraire, quand l'intensité de courant continu diminue. S'il n'y avait aucune intensité de décharge, la tension continue serait égale à E. La charge se produit seulement pendant l'intervalle hachuré $t_1 - t_2$. Mais la grandeur de cet intervalle dépend non seulement de i_c intensité continue, mais aussi de

l'intensité du courant de charge. Celle-ci, à son tour, est déterminée par la tension alternative et par la résistance interne ρ.

Nous avons déjà indiqué que :

$$\rho = R_s + n^2 R_p + R_v,$$

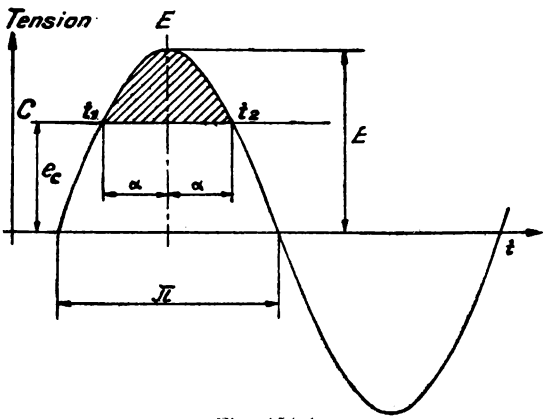


Fig. 151-1

avec :

R_s = résistance de l'enroulement secondaire ;

n = rapport de transformation du transformateur, c'est-à-dire rapport entre le nombre de spires secondaires et le nombre de spires primaires ;

$$n = \frac{N_s}{N_p}.$$

R_p = résistance de l'enroulement primaire ;

R_v = résistance interne de la valve.

198-3. Étude mathématique. — Exprimons la grandeur de la quantité d'électricité transmise au condensateur pendant l'intervalle $t_1 - t_2$.

Pendant un temps infiniment petit dt, la quantité d'électricité est idt. En intégrant dans l'intervalle $t_1 - t_2$, nous obtenons :

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} idt, \text{ c'est-à-dire, d'après la relation (1),}$$

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} \frac{e_a - e_c}{\rho}\, dt \quad \text{ou} \quad \frac{1}{\rho}\int_{t_1}^{t_2} (e_a - e_c)\, dt.$$

Il en résulte que la quantité d'électricité Q est égale à la surface hachurée de la fig. 151-1 divisée par R_i.

D'autre part, la quantité d'électricité fournie par le redresseur au circuit d'utilisation, pendant la durée d'une période T, est :

$$Q = i_c T = \frac{e_c}{R_u} T.$$

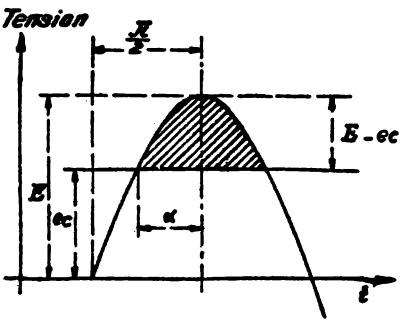


Fig. 151-2

Puisque les deux quantités d'électricité sont égales, nous obtenons finalement :

$$\boxed{\frac{1}{\rho} \int_{t_1}^{t_2} (E \sin \omega t - e_c)\, dt = \frac{e_c}{R_u} T}.$$

Telle est l'expression qui nous permet de calculer e_c en fonction de E ou inversement, à condition de connaître R_u (c'est-à-dire l'intensité débitée par le redresseur) et ρ. L'intervalle $t_1 - t_2$ dépend essentiellement du rapport entre E et e_c.

Évaluons cet intervalle en fonction de la durée d'une période. Celle-ci correspond à un angle 2π. Admettons que $t_1 - t_2$ corresponde à un angle 2α. Il résulte de la fig. 151-2 que l'on a :

$$e_c = E \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) = E \cos \alpha$$

et

$$2\alpha = \frac{(t_1 - t_2)}{T} 2\pi.$$

Pour simplifier les calculs, on peut admettre que la partie hachurée constitue une demi-sinusoïde complète, dont la base correspondrait à un angle de 2α et dont l'amplitude serait égale à $E - e_c$.

La surface d'une demi-sinusoïde de base T et d'amplitude A est de

$$\boxed{S = \frac{AT}{\pi}}.$$

En ramenant ce résultat à l'échelle de la partie hachurée, considérée comme une demi-sinusoïde, on trouve :

$$\frac{AT}{\pi} \times \frac{2\alpha}{\pi} \times \frac{E - e_c}{A} = \frac{2\alpha T}{\pi^2}(E - e_c),$$

c'est-à-dire, finalement,

$$\boxed{Q = \frac{2\alpha T (E - e_c)}{\pi^2 \rho} = i_c T}.$$

S'il s'agissait d'un redresseur biplaque, la quantité d'électricité transmise par période serait double et, s'il y avait N phases, on trouverait :

$$\boxed{\frac{2\alpha TN (E - e_c)}{\pi^2 \rho} = i_c T}$$

en notant, naturellement que R_i représente la résistance interne par phase.

Dans l'expression précédente, remplaçons :

R_u par $\frac{e_c}{i_c}$

et e_c par $E \cos \alpha$.

On obtient : $$\frac{2\alpha N\left(\frac{1}{\cos\alpha} - 1\right)}{\pi^2 \rho} = \frac{1}{R_u}$$

ou encore :

$$\boxed{\alpha \frac{1}{\cos\alpha} - 1 = \frac{\pi^2}{2} \frac{\rho}{NR_u}}$$

Ce qui montre effectivement que α ou $\frac{t_1 - t_2}{T}$ dépend uniquement du rapport entre la résistance interne de redresseur et la résistance d'utilisation. On peut donc représenter graphiquement la variation de α en fonction de $\frac{\rho}{NR_u}$; c'est ce qui a été fait fig. 151-3.

L'abaque obtenu permet d'éviter des calculs fastidieux.

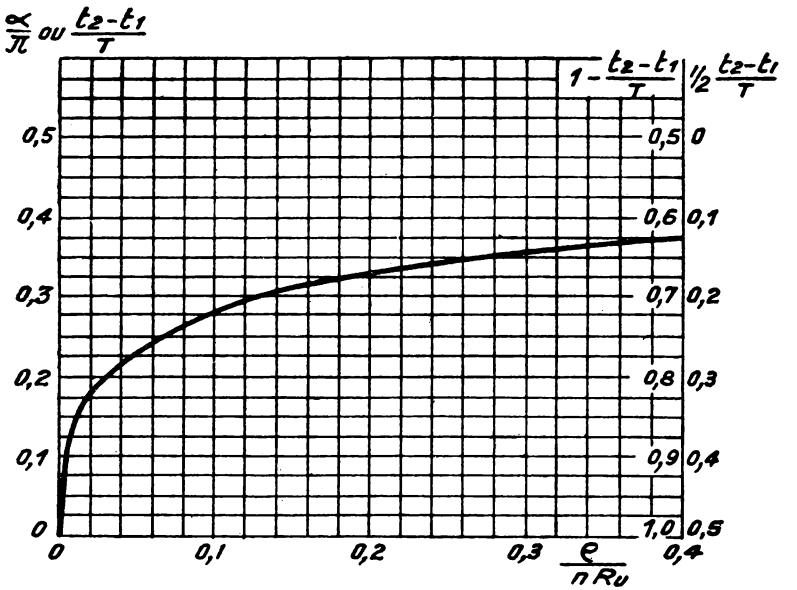


Fig. 151-3

Enfin, connaissant α, on peut calculer cos α, c'est-à-dire $\frac{e_c}{E}$. On peut d'ailleurs construire un autre abaque donnant $\frac{e_c}{e_{c0}}$ en fonction de $\frac{R_i}{R_u}$. C'est ce qui a été fait figure 151-4.

198-4. Influence du condensateur d'entrée. — Le raisonnement précédent suppose que la tension redressée demeure constante. même pendant les intervalles de décharge du condensateur. Cela revient à admettre que le condensateur d'entrée est infiniment grand.

Il serait très difficile de tenir compte de la valeur vraie du condensateur C_1. Le rôle de ce dernier est très complexe. La tension redressée augmente avec sa valeur. La chute de tension continue dans le filtrage devient fonction de la charge, alors qu'elle en est presque indépendante, s'il n'y a pas de condensateur d'entrée. Par contre, la tension d'ondulation est beaucoup plus faible. Ce n'est pas, à vrai dire, la valeur absolue de C qui compte, mais le rapport entre C_1 et R_u.

Mais on peut remarquer qu'il suffit d'une faible valeur de C_1 pour que la tension fournie soit très différente de celle que l'on obtient sans

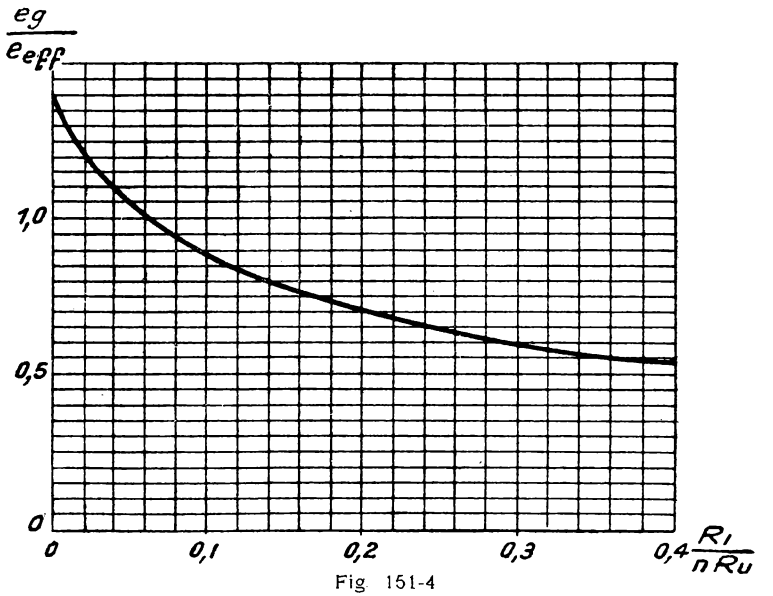


Fig. 151-4

condensateur. Il résulte de cela qu'on ne fait pas d'erreur importante en étudiant d'une part les redresseurs sans condensateur d'entrée et, d'autre part, les redresseurs avec condensateur d'entrée.

Dans le premier cas (sans condensateur), la tension moyenne redressée sera donnée par :

$$e_c = \frac{R_u}{R_u + \rho} \frac{E}{\pi}$$

ou :

$$\boxed{\frac{R_u}{R_u + \rho} \frac{e_{eff}\sqrt{2}}{\pi}}$$

quand on redresse une seule alternance, et :

$$\boxed{\frac{R_u}{R_u + \rho} \frac{e_{eff}\, 2\sqrt{2}}{\pi}}$$

quand on redresse deux alternances.

S'il y a condensateur, on utilisera la méthode indiquée plus haut.

198-5. Calcul de la tension d'ondulation (fig. 151-5). — On se propose de déterminer la grandeur de la tension d'ondulation, c'est-à-

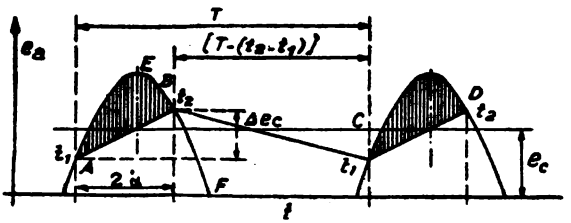


Fig. 151-5

dire de la tension alternative à l'entrée du filtre, aux bornes de C_1.

Au temps t_1, la tension fournie par le secteur atteint la différence de potentiel existant entre les armatures du condensateur. Un courant circule dans la valve et charge le condensateur. Mais cette charge ne s'effectue pas instantanément, par suite de la résistance en circuit, qui comporte la résistance complexe du transformateur, celle de la valve et, éventuellement, une résistance de protection. Cette phase du fonctionnement est représentée par la ligne AB. La vérification à l'oscillographe montre qu'on ne fait pas d'erreur notable en confondant AB avec une ligne droite. Cette observation s'explique par la nature particulière de la résistance offerte par la valve, qui n'est pas purement ohmique.

Au temps t_2, la tension instantanée fournie par le secteur devient inférieure à la tension existant entre les armatures du condensateur. La valve cesse d'être conductrice. La tension baisse suivant la ligne BC. On peut encore admettre que cette ligne est une droite. En effet, à travers l'inductance de filtrage, le condensateur se décharge à *intensité* sensiblement constante. La ligne BC est d'autant plus inclinée que le condensateur est de capacité plus faible. Pour une capacité nulle, la tension baisserait naturellement suivant la ligne BF, contour extérieur de la sinusoïde.

La variation totale de tension continue est Δe_c. D'après la remarque précédente, elle est égale à :

$$\Delta e_c = \frac{Q}{C_1} = \frac{i_c\,[T - (t_2 - t_1)]}{C_1},$$

puisqu'il apparaît sur la fig. 151-5 que la durée de la décharge est précisément égale à $T - (t_2 - t_1)$.

L'amplitude de la tension alternative d'ondulation est évidemment égale à la moitié de la valeur précédente. C'est donc

$$\frac{1}{2}\Delta e_c = \frac{i_c[T-(t_2-t_1)]}{2C_1},$$

ou encore

$$\frac{i_c T\left(1-\frac{(t_2-t_1)}{T}\right)}{2C_1}.$$

En remarquant que T est égal à 1/F, l'expression précédente peut s'écrire :

$$\boxed{\frac{1}{2}\Delta e_c = i_c \frac{\left(1-\frac{t_2-t_1}{T}\right)}{2CF_1}}.$$

S'il s'agissait d'un redresseur utilisant les deux alternances, la durée de la décharge serait moins longue. La fig. 151-6 nous indique qu'elle serait égale à $\frac{T}{2} - (T_1 - t_2)$ et l'on trouverait, dans ce cas,

$$\boxed{\frac{1}{2}\Delta e_c = i_c \frac{\left(\frac{1}{2}-\frac{t_2-t_1}{T}\right)}{4C_1F}}.$$

Dans ce cas, la fréquence de la tension d'ondulation est double de la fréquence d'alimentation du redresseur, c'est pourquoi le dénominateur est multiplié par 2. Il faut se souvenir que F est la fréquence du courant d'alimentation et non la fréquence du courant d'ondulation.

La courbe fig. 151-3 nous permet de déterminer la valeur $\frac{t_2-t_1}{T}$ en fonction des autres données. On peut donc calculer facilement la

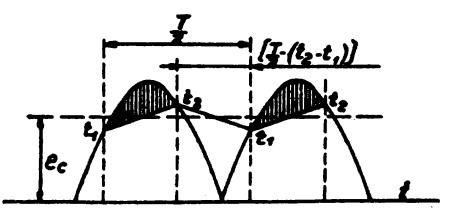


Fig. 151-6

tension d'ondulation. Il est d'ailleurs particulièrement commode de prévoir le graphique avec des échelles verticales donnant directement

$$\left[1-\frac{(t_2-t_1)}{T}\right] \quad \text{et} \quad \left[\frac{1}{2}-\frac{(t_2-t_1)}{T}\right].$$

198-6. Exemple de projet. — Pour l'alimentation anodique d'un récepteur, on a besoin d'une tension redressée de 350 volts. L'intensité anodique totale est de 60 milliampères. Il s'agit de déterminer les caractéristiques de fonctionnement. La valve utilisée est du type 5 Y 3.

1° *Transformateur.* — La consommation étant de 60 milliampères sous 360 volts, on en déduit que la résistance équivalente d'utilisation est de $\frac{360}{0{,}060}$, soit 6 000 ohms.

Il faut maintenant estimer la résistance interne par phase. Il est évident qu'il faut se baser sur des données pratiques courantes. La résistance interne est

$$R_i = R_v + R_s + n^2 R_p.$$

La résistance par phase du tube 5 Y 3 est d'environ 500 ohms.

On peut se fixer environ 250 ohms par phase pour l'enroulement secondaire à haute tension. Dans le calcul complet du transformateur, il faudra naturellement choisir un diamètre de fil convenable pour que ce chiffre soit respecté.

La résistance du primaire pour 110 volts sera de l'ordre de 5 ohms. La remarque précédente s'applique encore ici.

Le rapport de transformation sera compris entre 3 et 4. On peut donc adopter 4. On a donc $n_2 R_p = 80$.

La résistance R_i est donc $500 + 250 + 80 = 830$ ohms.

Le rapport $\frac{R_i}{nR_u}$ est, en conséquence :

$$\frac{830}{2 \times 6.000}, \text{ soit environ } 0{,}07.$$

En se rapportant à la courbe figure 110, on trouve que le rapport e_c/e_{ff} correspondant est de 0,95. On en déduit que chaque demi-secondaire doit fournir une tension de 360/0,95, c'est-à-dire de 370 volts.

2° *Calcul de la tension d'ondulation.* — En se reportant à la courbe figure 109, on trouve que $\left[\frac{1}{2} - \frac{(t_2 - t_1)}{T}\right]$ est ici sensiblement égal à 0,25. Admettons que la capacité d'entrée du filtre C_1 soit de 8 microfarads. On en déduit que la tension maxima d'ondulation e_o est de :

$$\frac{1}{2}\Delta e_c = e_o = \frac{0{,}060 \times 0{,}25}{4 \times 8 \times 10^{-6} \times 50} = 19 \text{ volts environ.}$$

Estimation rapide approximative de la tension d'ondulation. — Dans des cas très nombreux, il suffit d'avoir une idée assez approximative de la tension d'ondulation. D'ailleurs, les calculs précédents sont eux-mêmes approchés et il ne faudrait pas se faire trop d'illusions sur leur rigueur. On pourra donc souvent se contenter d'une « estime » rapide, quitte à vérifier les résultats du calcul au moyen d'appareils de mesure si la plus grande précision est exigée.

Les facteurs essentiels qui déterminent la tension d'ondulation sont, d'une part, l'intensité de courant, d'autre part, la capacité C_1 et la fréquence. En pratique, cette dernière est 50 périodes par seconde dans la plupart des cas pratiques. *Il résulte de cette remarque que l'on peut calculer la tension d'ondulation par milliampère et par microfarad.*

Le calcul étant fait pour un redresseur monophasé, c'est-à-dire ne redressant qu'une alternance, donne environ 4 volts par milliampère et par microfarad :

Quand il s'agit d'un redresseur utilisant les deux alternances, le calcul donne 1,5 volt environ, dans les mêmes conditions.

En appliquant ces données au précédent exemple, on trouverait, pour 60 milliampères et pour 8 microfarads :

$$\frac{1}{2}\Delta e_c = 1{,}5 \times \frac{60}{8}, \text{ soit 11 volts environ.}$$

198-7. 2e exemple. — Il s'agit d'un redresseur pour récepteur « Tous courants », condensateur d'entree 25 microfarads, intensité 100 milliampères.

La tension d'ondulation sera :

$$\frac{1}{2}\Delta e_c = 4 \times \frac{100}{25}, \text{ soit 16 volts.}$$

198-8. Filtrage. — Le filtre classique (fig. 151-7) comporte une bobine de self-induction L, suivie d'un second condensateur C_2. La

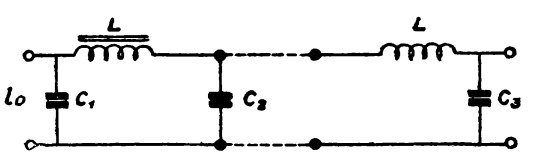


Fig. 151-7

tension d'ondulation résiduelle est celle que l'on trouve aux bornes de C_2. Si l'on estime cette tension encore exagérée, on peut modifier les constantes du filtre, ou, encore, placer en série un second élément de filtre.

Admettons, pour simplifier, que la tension d'ondulation soit sinusoïdale.

Si la résistance ohmique de la bobine est négligeable par rapport à sa réactance, l'impédance du filtre, à partir du condensateur C, est :

$$Z_f = L\omega - \frac{1}{C_2\omega},$$

ω étant la pulsation correspondant à la fréquence d'ondulation. Soit e_o la tension d'ondulation, l'intensité alternative qui traverse le filtre est :

$$i_o = \frac{e_o}{Z} = \frac{e_o}{L\omega - \frac{1}{C_2\omega}}.$$

En conséquence, la tension cherchée est :

$$e_r = \frac{i_o}{C_2\omega} = \frac{e_o}{\left(L\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)C_2\omega} \quad \text{ou} \quad \frac{e_o}{LC_2\omega^2 - 1}.$$

Cette formule nous montre que le filtrage est d'autant plus efficace que la quantité $LC_2\omega^2$ est plus grande par rapport à 1. En pratique, il faut que $L\omega$ soit au moins trois ou quatre fois plus grand que $1/C_2\omega$.

L'expression précédente nous montre aussi que l'efficacité du filtrage est d'autant meilleure que la fréquence est plus élevée. En effet, le terme ω, pulsation de la composante alternative, proportionnelle à la fréquence, intervient au carré. Cela nous permet de conclure que la simplification faite en admettant que la tension d'ondulation est sinusoïdale, n'entraîne pas une grande erreur. En effet, on peut la considérer comme une somme de sinusoïdes. La fréquence de la première composante supplémentaire est double de la fondamentale. Il en résulte que, pour elle, le terme $LC_2\omega^2$ est déjà quatre fois plus grand. On peut donc en conclure qu'il est suffisant d'établir le filtre pour atténuer convenablement la fréquence fondamentale d'ondulation.

Cette formule nous fait comprendre aussi pourquoi le filtrage est plus facile après un redresseur biplaque : c'est que la fréquence fondamentale d'ondulation est double de la fréquence d'alimentation.

On peut aussi se proposer d'évaluer la qualité d'un filtrage comme le rapport e_r/e_o. On a evidemment :

$$\frac{e_r}{e_o} = \frac{1}{LC_2\omega^2 - 1}$$

On voit ainsi que, si le facteur $LC_2\omega^2$ est inférieur à 2, la tension filtrée est supérieure à la tension non filtrée. *Il ne s'agit plus d'une atténuation, mais d'une surtension.* Enfin, pour $LC_2\omega^2 = 1$, la tension à la sortie devient infiniment grande. Cela ne doit pas surprendre : c'est la résonance, dans le cas où la résistance du circuit est nulle. En réalité, l'inductance de filtrage présente toujours une résistance notable.

En pratique, pour un redresseur à une alternance, F = 50, ce qui donne approximativement $\omega^2 = 10^5$, et pour un redresseur biplaque, F = 100.

D'où

$$\omega^2 = 4 \times 10^5.$$

198-9. Application. — Reprenons l'exemple du paragr. 198-6. Il s'agissait d'un redresseur biplaque dont la tension d'ondulation était de 9,5 volts. Le filtre est composé d'une inductance de 10 henrys et d'un condensateur de 8 microfarads.

L'atténuation apportée par le filtre est :

$$\frac{1}{10 \times 8 \times 10^{-6} \times 10^5 - 1} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{32 - 1} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{31} \text{ environ.}$$

La tension résiduelle sera donc de : 9,5/31 ou 0,3 volt environ.

Il faut noter que l'inductance de la bobine doit être mesurée pendant qu'elle est parcourue par du courant continu. Dans le cas précédent, le filtrage serait extrêmement efficace. En pratique, une induc-

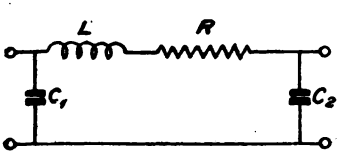


Fig. 151-8

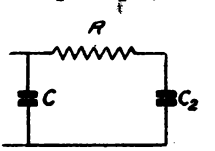


Fig. 151-9

tance mesurant effectivement 10 henrys quand elle est traversée par 60 milliampères serait difficile et coûteuse à établir.

198-10. Autre exemple. Un filtre est composé d'une inductance de 5 henrys sur un récepteur « tous courants ». Le condensateur de sortie est de 25 microfarads. La tension d'ondulation est de 16 volts à l'entrée du filtre.

Dans ce cas, la tension résiduelle est de :

$$\frac{16}{5\times25\times10^{-6}\times10^{5}-1} = \frac{16}{12{,}5} \quad \text{ou} \quad 1{,}3 \text{ volt.}$$

Cette valeur est suffisante, étant donné que le haut-parleur généralement utilisé sur les appareils « tous courants » est à peu près insensible à la fréquence 50.

198-11. Cas général. — Nous avons supposé, dans nos calculs, que les éléments du filtre étaient des inductances et des capacités pures. On peut envisager maintenant le cas général. Le schéma du filtre est donné fig. 151-8. . L'impédance pour la composante alternative est ·

$$Z_f = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}.$$

L'intensité de courant de la composante alternative est :

$$i_o = \frac{e_o}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)^2}}.$$

La tension aux bornes du condensateur C_2 est :

$$e_r = \frac{e_o}{C_2\omega\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)^2}}.$$

L'atténuation apportée par le filtre est :

$$\boxed{\frac{e_2}{e_o} = \frac{1}{C_2\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)^2}}}$$

Formule qui permet de traiter tous les cas pratiques, en particulier celui où le filtre comporte simplement une résistance et une capacité (fig. 115).

La formule de l'atténuation devient, dans ce cas :

$$\boxed{\frac{e_r}{e_o} = \frac{1}{C_2\omega\sqrt{R^2 + \frac{1}{C_2^2\omega^2}}}},$$

ce qui peut s'écrire

$$\boxed{\frac{e_r}{e_o} = \frac{1}{\sqrt{R^2C_2^2\omega^2 + 1}}}.$$

Si l'on admet que $R^2C_2^2\omega^2$ est nettement plus grand que 1, l'expression précédente peut s'écrire

$$\boxed{\frac{e_r}{e_o} = \frac{1}{RC_2\omega}}.$$

Nous pouvons remarquer que $\frac{1}{C\omega}$ est précisément l'impédance du condensateur à la fréquence de l'ondulation ; on a donc, finalement, quand $R^2C^2\omega^2$ est nettement plus grand que 1, c'est-à-dire quand l'impédance du condensateur est notablement plus faible que la résistance.

$$\frac{e_r}{e_o} = \frac{1}{R} \times \frac{1}{C\omega} \quad \text{ou} \quad \frac{\frac{1}{C\omega}}{R} \quad \text{ou} \quad \boxed{\frac{Z_c}{R_o}}.$$

Ce résultat est d'ailleurs évident *a priori*. Il trouve son application aussi bien dans les problèmes de filtrage que dans ceux de découplage. L'efficacité du filtrage est égale au rapport des impédances.

La détermination devient alors très facile, en utilisant la règle pratique déjà donnée dans les tomes précédents : un condensateur de 1 microfarad présente une impédance de 1,600 ohms pour une fréquence de 100 périodes par seconde.

198-12. Applications. Reprenons encore l'exemple déjà étudié : il s'agit d'un redresseur biplaque fournissant 360 volts, avec une intensité de courant de 60 milliampères. La tension d'ondulation est de 9,5 volts. On remplace l'inductance de 10 henrys par l'enroulement d'excitation d'un haut-parleur et l'on admet que celui-ci se comporte comme une simple résistance de 2 000 ohms. Quelle sera la tension d'ondulation résiduelle ? Quelle valeur de capacité faudrait-il placer à la sortie du filtre pour obtenir la même tension d'ondulation résiduelle qu'avec la bobine de 10 henrys ?

1° La capacité de sortie du filtre est de 8 microfarads. L'impédance à 100 Hz est de 1 600/8 ou 200 ohms.

On peut donc en conclure immédiatement que l'atténuation est :

$$\frac{200}{2000} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{10}.$$

En conséquence, la tension d'ondulation résiduelle sera de :

$$\frac{9,5}{10} \quad \text{ou} \quad 0,95 \text{ volt, valeur encore parfaitement acceptable.}$$

2° Il s'agit de déterminer la valeur d'une capacité apportant une atténuation de 1/31 : c'est-à-dire dont l'impédance soit trente et une fois plus petite que 2 000 ohms.

$$\frac{2\,000}{31} \quad \text{ou} \quad 64 \text{ ohms environ.}$$

La valeur de capacité correspondante est donc :

$$\frac{1\,600}{64} \quad \text{ou} \quad 25 \text{ microfarads.}$$

193-13. Alimentation pour oscillographe. Calculons pour terminer un exemple de détermination d'une alimentation anodique destinée à un tube à rayons cathodiques. La consommation du tube et des potentiomètres de réglage est de 1 milliampère sous 2 000 volts. Le filtrage est assuré par un potentiomètre de 40 000 ohms qui fournit, en même temps, la tension négative pour le cylindre de Wehnelt.

La valve est un tube 1875, spécialement étudié pour le redressement des tensions élevées, et qui ne comporte qu'une seule anode.

Transformateur. — On peut admettre que la résistance de l'enroulement fournissant la haute tension est de l'ordre de 10 000 ohms. On peut négliger la résistance du primaire. La résistance de la valve 1875 est, d'après ses caractéristiques, de l'ordre de 5 600 ohms.

La résistance équivalente à l'utilisation est de :

$$\frac{2\,000}{1 \times 10^{-3}} \quad \text{ou} \quad 2 \times 10^{-6} \text{ ohms.}$$

La valeur du rapport $\frac{R_u}{n\,R_i}$ est donc, ici :

$$\frac{10\,000 + 5\,600}{2\,000\,000} \quad \text{ou} \quad 0,0078.$$

Dans ces conditions, la courbe figure 110 nous indique que la tension redressée sera très sensiblement égale à la tension maxima fournie par le transformateur. Celui-ci sera donc prévu pour fournir une tension efficace de :

$$\frac{2\,000}{1{,}4} \quad \text{ou} \quad 1\,400 \text{ volts environ ;}$$

en pratique, il sera prudent d'adopter 1.500 volts.

Cherchons maintenant la valeur de la tension d'ondulation. Le facteur $1 - \left[\frac{t_2 - t_1}{T}\right]$ est, d'après la courbe de l'ordre de 0,9. La tension d'ondulation est alors donnée par :

$$e_o = \frac{0{,}001 \times 0{,}9}{100 \times 0{,}5 \times 10^{-6}}, \text{ soit 18 volts.}$$

L'impédance du condensateur de sortie du filtre est de 3 200 ohms à 50 *p/s*. Il en résulte que l'atténuation apportée par le filtre sera de :

$$\frac{3\,200}{40\,000} \quad \text{ou} \quad \frac{8}{100}.$$

En conséquence, la tension d'ondulation résiduelle sera de :

$$18 \times \frac{8}{100} \quad \text{ou} \quad 1{,}44 \text{ volt.}$$

On peut en conclure que le filtrage est excellent, puisque la tension d'ondulation admissible aux bornes d'un tube à rayons cathodiques alimenté sous 2 000 volts peut, sans inconvénients, atteindre 10 volts ; ce qui ne représente que $\frac{1}{2}$ p. 100 de la tension totale.

Pratiquement, étant donné que les condensateurs doivent être ici prévus pour une tension de service de 2 000 volts (essai sous 6 000 ou 8 000 volts), il serait sans doute possible de faire une économie appréciable en adoptant une plus faible valeur.

CHAPITRE XII

Amplification en basse fréquence et de puissance. Contre-réaction.

199. Généralités. Amplification en tension et en puissance. — Les tensions fournies par un détecteur, par un microphone, par un pick up sont en général beaucoup trop faibles pour être utilisées directement. Dans la majorité des cas, on voudra obtenir une audition en haut-parleur. Il est donc nécessaire d'amplifier les tensions dont on dispose.

Le problème de l'amplification peut se poser de deux manières nettement différentes.

a) On peut vouloir trouver le maximum de tension **aux** bornes de l'impédance d'utilisation. En d'autres termes, on veut que le *gain* ou *amplification* soit aussi élevé que possible. On dira alors qu'il s'agit *d'amplification en tension.*

b) On peut aussi désirer trouver *le maximum de puissance électrique* dans le circuit anodique du tube. Il s'agira dans ce cas d'*amplification de puissance.*

Dans le premier cas on désirera obtenir le plus grand nombre de *volts* possible. Dans le second cas, ce sont des *watts* qu'on désirera obtenir. Par la suite, nous verrons que les conditions à réaliser ne sont plus du tout les mêmes. Quand il s'agit d'amplification de puissance, la notion de *gain* perd beaucoup de son importance. Bien mieux, certains tubes de puissance peuvent n'avoir qu'un gain négligeable ou même un gain plus petit que un sans cesser, pour cela, d'avoir leur intérêt.

D'une manière générale un amplificateur à basse fréquence comporte un ou plusieurs étages dits de « *préamplification* » qui sont des étages d'amplification en tension. Il se termine par un étage *de sortie* ou *de puissance*, ou encore *étage final* qui est destiné à fournir de la puissance électrique. Dans certains cas, et, en particulier, dans les amplificateurs de très grande puissance, il existe, entre les deux catégories, des *étages*

d'attaques (*driver* (conducteurs), disent les anglo-saxons) qui tiennent à la fois aux deux catégories.

Nous étudierons d'abord le cas de l'amplification en tension.

199 bis. Cas de l'amplification à basse fréquence en tension. En général, il s'agit d'amplifier des courants téléphoniques, c'est-à-dire dont les fréquences composantes peuvent s'échelonner entre quelques périodes par secondes et 10 à 15 000 périodes. Il faut donc réaliser une amplification apériodique. On est ainsi amené à n'utiliser dans l'amplificateur que des éléments se comportant de la même manière pour toutes les fréquences comprises dans la bande considérée.

L'élément le plus simple est la résistance. Nous avons trace figure 152

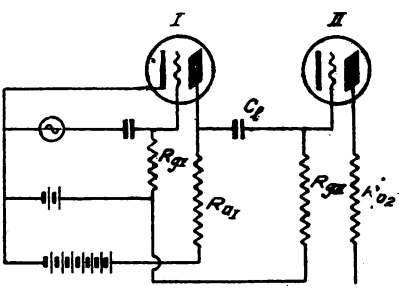


Fig. 152

le schéma d'un étage d'amplification (I) en tension. Mais nous avons aussi ajouté le schéma de l'étage suivant. Ce serait une erreur de considérer exclusivement l'étage I. Nous avons, en effet, montré qu'il fallait admettre que la résistance R_{gI} était shuntée par un condensateur C_{gp} fictif dû à l'action de la charge de plaque R_{aI}, à travers la capacité existant entre grille et plaque du tube.

D'autre part, il faut transmettre les tensions amplifiées au tube suivant.

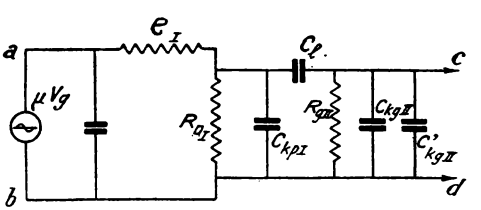


Fig. 152 *bis*

Dans ce but, on utilisera *un condensateur de liaison* C_l dont le rôle est de laisser passer les composantes variables en évitant que la tension anodique

continue soit transmise au tube suivant. La tension moyenne de la grille suivante est fixée à l'aide d'une résistance R_{gII}. Mais il est évident qu'on doit également considérer que celle-ci est shuntée par un condensateur dû à l'influence de la charge anodique du tube II. Nous pouvons en définitive ramener le schéma de la fig. 152 à celui de la fig. 152 *bis*.

Sous cette forme, il nous apparaît immédiatement que l'étage d'amplification à résistance ne peut plus être considéré comme exactement apériodique. Le gain ne peut plus être rigoureusement constant pour toutes les fréquences.

200. Variation du gain avec la fréquence. — 1° *Fréquences élevées.* — Tous les condensateurs en parallèle, comme C_{kpI}, C_{kgII}, C_{kpII}, ont une impédance d'autant plus faible que la fréquence sera plus élevée. Nous rappelons en effet que l'impédance d'un condensateur C est $\frac{1}{C\omega}$ ou $\frac{1}{2\pi fC}$, f étant la fréquence.

La charge vraie n'est plus R_{pI} mais l'impédance résultante de :

$$\left\{\begin{matrix} R_{pI} \\ R_{gII} \end{matrix}\right\} \text{ constantes, en parallèle avec } \cdot$$
$$C_x \quad \text{qui est égal à la somme des capacités.}$$

Nous devons donc nous attendre à une atténuation des fréquences les plus élevées. Cette atténuation sera d'autant moins importante que R_{pI} sera plus différente de l'impédance C_x. Dans ces conditions nous aurons évidemment intérêt à choisir une résistance de plaque aussi faible que possible.

Par contre, en diminuant la résistance de plaque, nous diminuons le gain.

Une autre considération nous conduit aussi à une réduction du gain. Nous avons en effet indiqué plus haut que :

$C'_{kg} = C_{kg}(1 + A)$, expression dans laquelle A représente le gain.

2° *Fréquences basses.* — Les capacités en parallèle auront une influence négligeable sur l'amplification aux fréquences les plus basses. Par contre, la capacité de liaison C_l pourra intervenir. Son impédance $\frac{1}{2\pi fC_l}$ était négligeable aux fréquences élevées, mais il n'en est plus de même aux fréquences basses. On peut ramener, dans ces conditions, le système au croquis figure 152 ter.

Il s'agit de recueillir en *cd* la totalité de la tension introduite en *a*, *b*. La condition évidente c'est que R_{gII} demeure dans tous les cas, très grande par rapport à $\frac{1}{2\pi C_l f}$.

Ainsi donc, pour obtenir une bonne transmission des frequences basses, il est nécessaire que la résistance de grille du tube suivant soit aussi élevée

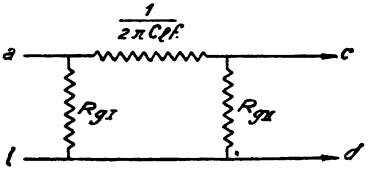


Fig. 152 *ter*

que possible et que le condensateur de liaison soit aussi grand que possible.

Les constructeurs de lampes imposent généralement un maximum à la valeur de R_{gI}. Tant que $\frac{1}{2\pi Cf}$ demeure négligeable par rapport à ce maximum, la condition fixée est remplie.

Supposons qu'il s'agisse de transmettre une fréquence de 50 périodes. La valeur limite de R_{gII} est généralement de 500 000 ohms pour un tube de puissance. Nous admettons que la condition fixée sera remplie tant que l'impédance du condensateur demeure inférieure à 50 000 ohms. Quelle est la valeur de C pour 50 périodes/s ? Nous savons (voir tome I) qu'à 100 périodes un condensateur de 1 microfarad a une impédance de 1 600 ohms. A 50 périodes l'impédance serait de 3 200 ohms. Celle d'un condensateur de 1/10 de microfarad (ou 100 000 *p*F) est de 32 000 ohms, ce qui satisfait très largement la condition imposée.

201. Liaison par batterie. Amplificateur à courant continu. — On peut, dans certains cas, remplacer le condensateur de liaison C_l par une batterie. Considérons la figure 153, le pôle positif de $\mathbf{V}_g$ est relié du côté de B.

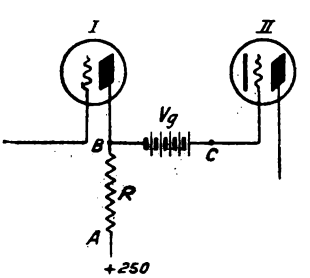


Fig. 153.

La batterie $\mathbf{V}_g$ peut être réglée de telle sorte que la tension de grille du

tube II corresponde aux conditions optima de fonctionnement. Soit un exemple précis :

Le courant anodique du tube I est de 4 mA.

$$R = 20\,000 \text{ ohms.}$$

La polarisation normale du tube II est de — 6 volts. La tension du point B est évidemment de :

$$250 - (0.004 \times 20\,000) = 170 \text{ volts.}$$

La batterie B devra donc avoir une tension de :

$$170 + 6 = 176 \text{ volts.}$$

L'avantage du système c'est de ne comporter aucun élément de liaison dont l'impédance varie avec la fréquence. Les tensions alternatives sont transmises par la batterie V_g quelle que soit leur fréquence. *On peut même, aussi bien, transmettre des tensions de fréquence nulle ou des tensions continues.* C'est même là l'intérêt principal du système.

Pour les fréquences élevées il faudrait tenir compte des mêmes remarques que pour un amplificateur à résistances. En particulier la capacité inévitable de V_g par rapport à la masse amènerait une réduction d'amplification.

On peut, naturellement, remplacer la batterie par un système équivalent : une chute de tension le long d'une résistance, par exemple.

On arrive ainsi aux schémas d'amplificateurs à couplage direct (Loftin-White, etc...).

202. Gains réalisés pratiquement par des liaisons par résistances. — En utilisant un tube triode à faible résistance interne on peut obtenir

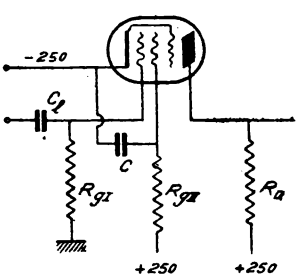


Fig. 154.

sans difficulté des gains de l'ordre de 20 à 25. Avec les tubes penthodes, on peut obtenir des gains beaucoup plus élevés, de l'ordre de 150 ou 180 par exemple pour un seul étage.

Lorsqu'on utilise un tube tétrode il est indispensable de fixer la tension écran à l'aide d'un potentiomètre dont la consommation est grande par rapport à celle de la grille écran.

Quand on utilise un tube penthode on pourra tout simplement fixer la tension écran à l'aide d'une résistance série, découplée par un condensateur tel que son impédance soit négligeable par rapport à la résistance, pour toutes les fréquences qu'il s'agit d'amplifier.

Le schéma est indiqué figure 154. En utilisant les valeurs suivantes :

Tube EF 86
R_{g2} = 1 mégohm
R_a = 220 000 ohms
HT = 250 volts.

Le gain réalisé est de 180. La tension alternative recueillie aux bornes de R_a peut atteindre 14 volts efficaces avec une distorsion de l'ordre de 2 % (voir plus loin).

Avec :

R_{g2} = 390 000 ohms
R_a = 100 000 ohms

Le gain est de 112, dans les mêmes conditions, par contre la distorsion est inférieure à 0,5 %.

203. Liaison par inductance. — En s'inspirant des remarques précédentes on peut réaliser des étages d'amplification en tension donnant un gain pratiquement constant — à un décibel près, par exemple — entre quelques périodes par seconde et les plus hautes fréquences acoustiques. Pour arriver à ce résultat il faut savoir surtout limiter le gain.

Le plus grave inconvénient du couplage par résistance c'est que la tension réellement appliquée à l'anode n'est qu'une fraction de la tension dont on dispose. Le mal n'est pas grand quand on peut choisir la tension de départ mais il n'en est pas toujours ainsi.

Pour éviter la chute de tension dans la résistance de charge, on peut envisager l'utilisation d'une inductance de liaison L. Dans la mesure où on pourra considérer que $L\omega$ est beaucoup plus grand que la résistance interne du tube, le gain de l'étage sera très voisin du coefficient d'amplification k. Il demeurera donc constant en fonction de la fréquence.

La difficulté sera de réaliser une impédance assez élevée aux fréquences les plus basses... Avec les tubes triodes dont la résistance

interne est de l'ordre de 10 000 ohms on obtiendra facilement ce résultat. On peut calculer que l'impédance, à 50 périodes, d'une bobine de 100 Henrys est de l'ordre de 30 000 ohms. La réduction du gain par rapport au maximum est donc de 25 % — ce qui peut encore être considéré comme admissible.

Il n'en serait plus de même si l'on utilisait un tube penthode ou même tout simplement un tube triode à grand coefficient d'amplification dont la résistance interne est de l'ordre de 100 000 ohms.

Il importe de souligner que les capacités parasites ne jouent point le même rôle que dans un couplage par résistance. En effet, la capacité résultante constitue, avec la bobine, un circuit anti-résonnant dont l'impédance est maximum pour la fréquence de résonance. A cette résonance correspond un maximum d'amplification. L'effet de la capacité ne commence à se faire sentir que pour les fréquences situées au delà de ce maximum.

204. Couplage par transformateur (fig. 155). — Avec le mode de liaison par résistance, comme avec le mode de liaison par inductance, le gain maximum est toujours limité au coefficient d'amplification du tube. Considérons le système figure 155 *a*. Le primaire d'un transformateur élévateur est inséré dans le circuit anodique du tube. Le secondaire attaque le circuit de grille du tube suivant. Si le rapport

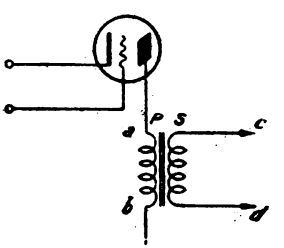


Fig. 155 *a*.

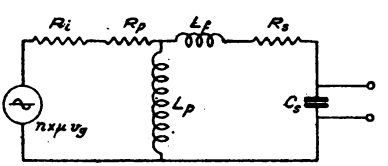


Fig. 155 *b*.

de transformation est de 3, on trouvera évidemment une tension trois fois plus élevée en *cd* qu'en *ab*.

L'étude mathématique du système est assez compliquée.

On peut assimiler le fonctionnement du transformateur à celui du *schéma équivalent* donné fig. 155 *b*.

La force électromotrice alternative égale à $n \times kv_g$

n étant le rapport de transformation, μ le coefficient d'amplification de la lampe et vg la tension à amplifier, appliquée à la grille de la lampe.

R_i est la résistance interne de la lampe.

R_p est la résistance du circuit primaire.

L_p est le coefficient de self-induction du circuit primaire.

L_f est *l'inductance de fuite*. Cette inductance résulte du fait que toutes les lignes de force du circuit primaire ne traversent point le secondaire et inversement. En d'autres termes : le transformateur a des *fuites magnétiques* qui varient avec la perméabilité des tôles, l'induction adoptée, le soin apporté au bobinage et à la construction, etc... etc...

R_s est la résistance ohmique de l'enroulement secondaire.

C_s est la capacité répartie de l'enroulement secondaire aux bornes de laquelle on recueille la tension amplifiée

Fonctionnement aux fréquences basses.

Pour les fréquences très basses la réactance de self-induction $L_p \omega$ est très faible (ω très petit) par rapport à $\rho + R_a$. Il en résulte que L_p constitue un véritable court-circuit et qu'aucune tension n'apparaît aux bornes de C_s.

A mesure que ω augmente, $L_p \omega$ devient plus considérable si bien que des tensions peuvent commencer à être recueillies.

Si l'on veut obtenir une transmission aussi bonne que possible des fréquences basses, il est nécessaire que la résistance ohmique du circuit primaire soit très faible; ainsi que la résistance interne R_i de la lampe. D'autre part, il faut utiliser un transformateur dont le circuit primaire ait un coefficient de self-induction L_p aussi grand que possible (beaucoup de spires, circuit magnétique de forte section et à grande perméabilité).

Fonctionnement aux fréquences moyennes.

$L_p \omega$ devient considérable par rapport à $\rho + R_a$; d'autre part $L_f \omega$ n'est pas encore important, en conséquence on recueille une tension sensiblement égale à $n \times k v_g$.

Fonctionnement aux fréquences élevées.

Il est évident que L_f, R_s et C_s constituent un circuit accordé série. A mesure qu'on s'approchera de la fréquence de résonance, l'impédance de ce circuit tendra vers R_s. A la résonance une surtension, qui peut être très importante, se manifestera entre les bornes de C_s. C'est la *résonance de dispersion*. La tension recueillie pourra être beaucoup plus élevée que $n \times k v g$. Il y a évidemment intérêt :

a) à reporter cette résonance au delà du spectre acoustique normal;

b) à atténuer autant que possible l'importance de la surtension.

La condition *a)* amène à construire un transformateur avec un coefficient de fuite aussi petit que possible et avec une capacité répartie très faible.

Le condition *b)* amène à augmenter R_s et $\rho + R_a$. On peut aussi shunter C_s par une résistance.

Il est facile de voir que ces conditions vont à l'encontre de celles qui ont été fixées pour la bonne reproduction des fréquences basses.

Ce qui précède suffit à faire comprendre que la construction d'un transformateur de basse fréquence très fidèle pose un grand nombre de problèmes délicats.

On peut construire des transformateurs donnant une amplification pratiquement constante entre 50 et 10 000 périodes, mais ce sont des organes relativement coûteux. Le rapport de transformation est généralement inférieur à 3. Ils ne peuvent être utilisés qu'avec des tubes dont la résistance intérieure est inférieure à 15 000 ou 20 000 ohms. Il faut donc nécessairement utiliser des tubes *triodes* dont le coefficient d'amplification est de l'ordre de 15 à 20. L'amplification d'un étage est donc limitée à 60. Or, nous avons signalé que certains tubes permettent d'obtenir directement des amplifications de 150 à 180 avec un couplage par résistance. Il est sans doute inutile de souligner que les éléments utilisés dans un couplage par résistance sont beaucoup moins coûteux qu'un transformateur, et que le résultat est de beaucoup supérieur, puisqu'on peut obtenir facilement une amplification uniforme entre quelques cycles par seconde et plusieurs dizaines de milliers.

Le transformateur de liaison n'aura son intérêt que dans certains cas particuliers que nous étudierons plus loin. Une étude plus détaillée du couplage par transformateur sera également entreprise dans le tome III de cet ouvrage.

205. Élimination de la composante continue. — Dans le schéma

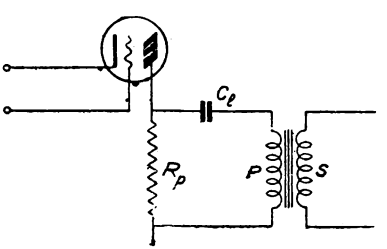


Fig. 156.

de la figure 155 le courant anodique du tube traverse l'enroulement primaire et détermine, par conséquent, l'apparition d'une induction

magnétique. Si le champ magnétisant est assez fort, le circuit magnétique peut être saturé.

Il en résulte évidemment un changement considérable dans les propriétés du transformateur. Le schéma de la figure 156 évite cet inconvénient. La composante continue traverse la résistance R_a et les composantes alternatives sont transmises à l'enroulement primaire à travers la capacité de liaison C_l. Le simple examen de la figure 156 nous montre que l'impédance du primaire est plus petite que dans la figure 155 puisque l'enroulement est shunté par la résistance R_p (en supposant la réactance de C_l négligeable).

Toutes choses égales d'ailleurs, on pourrait donc croire que la reproduction des fréquences basses sera un peu inférieure à ce qu'elle était avec le montage 155. En réalité, il n'en est rien car l'inductance du primaire est beaucoup plus élevée, précisément parce que le circuit magnétique a une perméabilité beaucoup plus grande [1].

L'inconvénient principal du circuit figure 156 est le même que celui des couplages par résistance : la tension réellement appliquée à l'anode n'est qu'une fraction de la tension utilisée.

206. Couplage par auto-transformateur. — On a aussi utilisé parfois le système de la figure 157. L'élément de couplage est un auto-transformateur, c'est-à-dire que l'enroulement primaire est constitué par une fraction de l'enroulement secondaire. Les composantes alternatives sont transmises par la capacité de liaison C_l, la résistance ayant pour rôle de fixer la tension moyenne de grille du tube suivant.

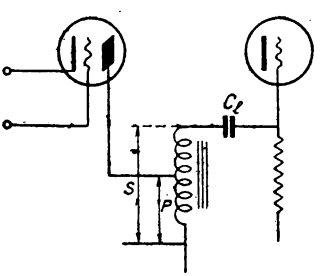


Fig. 157.

L'emploi d'un autotransformateur n'offre aucun avantage décisif sur celui d'un transformateur.

1. On peut même déterminer les éléments P et C_s pour que la résonance du circuit ainsi formé corresponde aux fréquences basses. On obtient ainsi un renforcement du registre grave.

Amplification de puissance.

207. Généralités. Gain en puissance. — Nous avons indiqué plus haut qu'il ne fallait pas toujours attacher une grande importance au « gain. » réalisé en tension et au coefficient d'amplification des tubes. Un exemple pratique fera mieux comprendre ce détail.

Soit par exemple (fig. 158) un amplificateur, chargé d'alimenter un

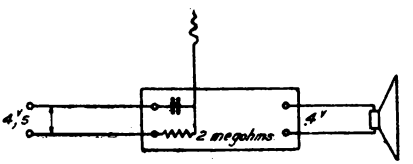


Fig. 158.

haut-parleur électrodynamique. La résistance d'entrée est de 2 mégohms. L'impédance de la bobine mobile est de 1,5 ohm. La tension à l'entrée de l'amplificateur est de 4,5 V La tension aux bornes de la bobine mobile est de 4 volts.

Le « gain » en tension réalisé par cet amplificateur est de $\frac{4}{4,5}$ c'est-à-dire qu'il est inférieur à 1 (environ 0,9).

Cherchons le gain en *puissance*. La puissance électrique à l'entrée est de : $\frac{4,5 \times 4,5}{2 \times 10^6}$ ou 10^{-5} watts environ.

La puissance fournie à la sortie est de :

$$\frac{4 \times 4}{1,5}$$

c'est-à-dire un peu plus de 10 watts.

Le gain en puissance est de :

$$\frac{10}{10^{-5}} \text{ ou } 10^6.$$

Ainsi, dans un *étage de sortie*, ou de puissance, c'est uniquement *le gain en puissance* que l'on doit considérer.

208. Puissance dissipée. Puissance modulée (fig. 159). — Dans les montages d'amplificateurs étudiés précédemment, l'intensité moyenne du courant anodique demeurait constante que le tube soit, ou non, en

fonctionnement. Pour préciser cette notion imaginons, par exemple, le montage figure 159. Le primaire d'un transformateur est inséré dans le circuit anodique d'un tube. Le secondaire est fermé sur une résistance. Un milliampèremètre à courant continu permet de connaître l'intensité moyenne du courant anodique. La résistance de l'enroulement est négligeable.

Si l'intensité mesurée est de 0,06 Ampère, et la tension V_a de 250 volts nous en déduirons que *la puissance dissipée* par la lampe est

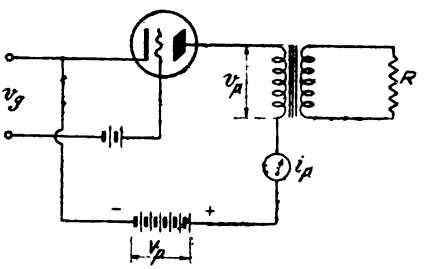


Fig. 159.

de 250 × 0,06 = 15 watts. Cette puissance apparaît sous forme de chaleur dans la lampe et provoque l'échauffement de la plaque.

Puisque, pour l'instant, le circuit de plaque n'est le siège que d'un courant continu, nous ne trouverons aucune tension aux bornes du secondaire du transformateur et aucune puissance n'apparaîtra dans la résistance R.

Introduisons maintenant une différence de potentiel alternative entre les bornes v_g.

L'intensité de courant continu fournie par la batterie anodique demeure invariable. Cette observation suppose naturellement que la caractéristique I_a/V_g est parfaitement droite. Nous pouvons admettre cette hypothèse tant que l'excitation de grille demeure faible. L'intensité moyenne demeurant invariable, la puissance fournie par la batterie est toujours de 15 watts.

Mais il existe maintenant une composante alternative dans le circuit anodique. Il y aura donc une tension alternative entre les extrémités du secondaire et la résistance R, parcourue par un courant, sera le siège d'un échauffement, c'est-à-dire d'une dissipation *de puissance.*

La puissance qui apparaît ainsi est *la puissance modulée.* C'est elle qui actionne, par exemple, la membrane d'un haut-parleur.

La *puissance utile* ou *puissance modulée* est une fraction de la puissance empruntée à la source anodique. Celle-ci étant constante, on peut en déduire que l'échauffement d'un tube fonctionnant dans ces conditions, *est plus grand au repos qu'à pleine charge.*

209. Rendement d'un tube de puissance. — Le rendement d'un tube de puissance c'est le rapport de la puissance modulée, ou puissance utile, à la puissance dépensée dans le circuit anodique.

Si, dans le cas précédent, la puissance qui apparaît dans la résistance R est de 3 watts, on dira que le rendement de l'étage de puissance est de : $\frac{3}{15}$ ou 0,2 ou 20 %.

Mais nous devons remarquer immédiatement que le rendement pour un étage donné dépend de la grandeur de l'excitation de grille. Pour une tension v_g nulle, le rendement est nul, il croît à mesure que croît v_g.

Toutefois, tant qu'il s'agit d'amplificateurs de petite puissance, comme dans les appareils récepteurs, l'importance du rendement s'efface devant celle de la fidélité ou de l'absence de distorsion. A mesure que croît l'excitation, la trajectoire du point de fonctionnement s'étend davantage sur les caractéristiques; la courbure devient de plus en plus importante et, en conséquence, la distorsion s'accroît. Cette question sera reprise par la suite (222). Nous nous bornerons à signaler ici que la distorsion admissible (5 ou 10 %) vient limiter la puissance qu'on peut extraire d'un tube donné. Dans ces conditions, le rendement d'un tube triode ne dépasse pas 25 %; il peut théoriquement atteindre 50 % pour une penthode.

Quand il s'agit de tubes d'émission, la question du rendement peut devenir très importante. C'est dans le but de l'augmenter que l'on a imaginé certains régimes de fonctionnement, que nous allons étudier maintenant.

210. Régime ou classe A. — Dans les amplificateurs dont il a été question jusqu'ici, l'intensité anodique moyenne demeure invariable au cours du fonctionnement. Cela suppose que le point de fonctionnement se meut sur une droite, de part et d'autre d'une position de repos.

On dit qu'un tel amplificateur fonctionne en *régime* ou en *classe A*. On obtient le fonctionnement en classe A en choisissant par exemple le point A (fig. 160), comme point de repos sur la caractéristique dynamique. Au cours du fonctionnement le point figuratif va, par exemple, de *b*

en *c*, mais le courant anodique moyen — celui que mesure un milliampèremètre à cadre mobile — demeure invariable (fig. 161).

Le régime A est caractérisé par un faible rendement.

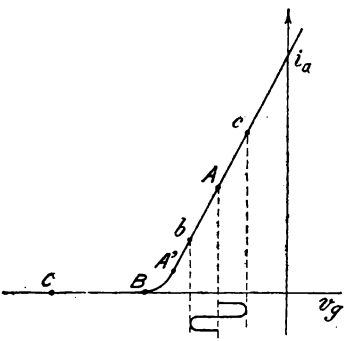


Fig. 160.

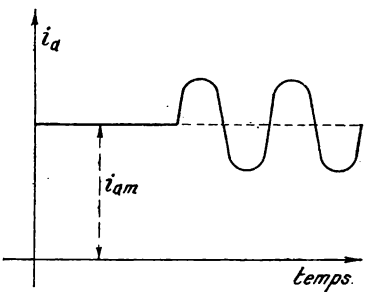


Fig. 161.

211. Régime ou classe B. — Pour le fonctionnement en classe B, le point de repos sera placé au début de la caractéristique (B, fig. 160). En d'autres termes, la polarisation ou tension de grille est réglée pour annuler exactement le courant de plaque. Au repos, le courant anodique est donc nul.

Si nous représentons le courant d'anode en fonctionnement, avec une tension d'attaque sinusoïdale, nous obtiendrons le graphique de la figure 162. Le courant anodique circule pendant la moitié du temps

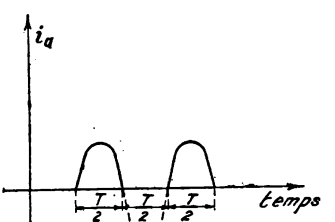


Fig. 162.

seulement et l'amplificateur ne reproduit, en somme, que les alternances positives.

Sous cette simple forme, on conçoit qu'un amplificateur classe B ne puisse pas être utilisé à la reproduction des courants téléphoniques. Les déformations seraient considérables.

Si on analyse, en série de Fourier, la fonction périodique du graphique 162, on observe qu'elle comporte *tous* les harmoniques de la fréquence

fondamentale. La distorsion est donc considérable. Nous verrons plus loin que le montage symétrique (push-pull) permet d'éliminer en partie ce défaut.

Quand il s'agit d'amplification de puissance en haute fréquence, l'emploi du régime B est parfaitement justifié; il est caractérisé par un rendement qui peut atteindre 70 %. La charge anodique est alors un circuit oscillant qui reconstitue, en quelque sorte, les alternances manquantes.

212. Régime ou classe C. — Le régime ou la classe C correspond à une polarisation encore plus grande de la grille de commande. Le courant

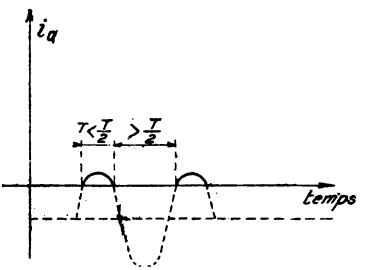


Fig. 163.

anodique n'existe que pendant une fraction seulement de la demi-période positive. Il ne consiste plus qu'en de brèves impulsions (fig. 163). Ce régime de fonctionnement est exclusivement utilisé dans les étages d'amplification à haute fréquence des émetteurs. Le rendement peut atteindre 90 %.

213. Régimes B et C avec courant de grille. — Dans le régime A les amplitudes de la tension grille sont toujours telles, qu'à aucun moment, le circuit de grille n'est le siège d'un courant. Cela suppose que la grille conserve toujours une tension négative d'au moins 1 à 1,5 volt.

Dans les autres régimes de fonctionnement, il peut y avoir un courant de grille, c'est-à-dire que, pendant certains intervalles de temps, la grille peut être positive par rapport à la cathode.

En basse fréquence surtout, un fonctionnement avec courant de grille apporte généralement une distorsion importante.

214. Régime AB ou A'. — Dans le régime AB ou A' la polarisation est intermédiaire entre celle qui correspond aux régimes A et B. C'est dire qu'il y a toujours un courant anodique mais que son intensité est plus réduite que dans le régime A. Le point de repos sera par exemple A' (fig. 160).

Il y aura fonctionnement en régime A pour les faibles excitations de grille et fonctionnement en régime B quand la puissance exigée sera plus grande.

Aux petites amplitudes, le régime AB est caractérisé par une distorsion plus faible que dans le régime B.

215. Charge optimum d'un tube triode en régime A. — On obtient le maximum de gain en tension d'un étage quand la charge anodique est aussi grande que possible. Mais nous avons montré que le gain en tension n'avait aucun sens quand il s'agit *de la puissance.*

1° *Excitation de grille donnée.* — Cherchons à exprimer quelle est la puissance fournie en fonction d'une excitation de grille donnée V_g et pour une résistance de charge R_a; la résistance intérieure du tube étant ρ.

La tension maximum développée aux bornes de R_a est :

$$k V_g \frac{R_a}{R_a + \rho}.$$

La puissance correspondante est proportionnelle à [1] :

$$\frac{k V_g R_a}{R_a + \rho}^2 \times \frac{1}{R_a}.$$

Elle est de la forme $B \frac{R_a}{(R_a + \rho)^2}$

puisque k et V_g sont constants.

On peut montrer mathématiquement que le maximum de cette expression est réalisé pour la condition $R_a = R_i$. En conséquence, nous arrivons à la conclusion que :

Pour obtenir la puissance maximum d'un tube triode, *pour une tension d'attaque donnée,* la résistance de charge doit être égale à la résistance interne.

2° *Tension de plaque donnée.* — C'est le problème que l'on rencontre le plus généralement. La tension anodique maximum est fixée par le constructeur de la lampe utilisée. On est libre de choisir la tension d'attaque entre certaines limites qui sont :

a) d'un côté, naissance d'un courant de grille;

b) de l'autre côté, utilisation de la courbure inférieure de la caractéristique.

Puisque nous nous limitons aux conditions ci-dessus, nous admettons — comme nous l'avons fait d'ailleurs jusqu'ici — que la caractéristique statique est une droite.

1. Dans un circuit ohmique on a : $W = \frac{E^2}{R}$.

Traçons celle-ci (fig. 164). La caractéristique dynamique sera une autre

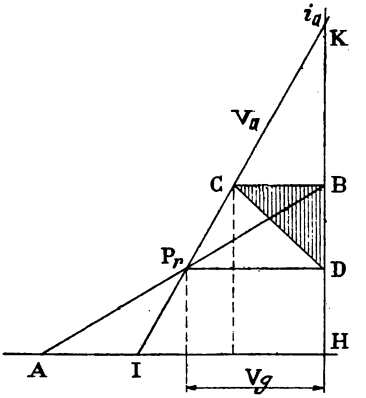


Fig. 164.

droite, comme AB, dont l'inclinaison dépendra d'ailleurs de l'impédance d'utilisation R_a. Nous savons, d'ailleurs, que cette inclinaison est donnée par

$$s' = \frac{s}{1 + \frac{R_a}{\rho}}$$

l'inclinaison de la caractéristique statique étant s.

La puissance fournie par le tube est [1] :

$$W = \frac{1}{2} V_a I_a$$

V_a et I_a étant les valeurs maxima.

Dans le cas considéré, la puissance sera aussi grande que possible quand l'excitation de grille aura une amplitude maximum égale à la polarisation.

Dans la figure 164 nous avons :

$$BD = I_a \text{ et } BC \text{ qui est la } \textit{réaction d'anode} \text{ (voir n° 162)} = \frac{V_a}{k}$$

On a donc : $$W = \frac{1}{2} V_a I_a = \frac{k}{2} BD.BC \qquad (1)$$

La puissance est donc proportionnelle à l'aire hachurée du triangle DBC, appelé parfois, pour cette raison, *le triangle de puissance.*

Il faut maintenant chercher pour quelle position l'aire du triangle est maximum. Nous sommes déjà assuré que ce maximum existe. En effet : une impédance d'utilisation tendant vers zéro réduit le triangle à

1. Voir Tome I, page 167, n° 152.

une ligne (Le point C se déplace vers le haut). Quand le déplacement a lieu vers le bas, le triangle tend à se confondre avec la ligne $P_r D$ et la surface est encore nulle.

Le point P_r a naturellement été choisi au milieu de la caractéristique dynamique. $AP_r = P_r B$. Il en résulte que D est au milieu de BH, et qu'en conséquence BD = DH.

Cherchons une autre expression de la puissance.

On a : $\dfrac{BK}{BC} = s = \dfrac{k}{\rho}$ d'où $BC = \dfrac{BK \times \rho}{k}$

et aussi $BD = \dfrac{BH}{2}$. En remplaçant dans (1) il vient :

$$W = \frac{\rho}{4} BH \times BK.$$

L'élément variable de la puissance est le produit BH × BK et nous savons que BH + BK = KH = constante. On peut montrer que, dans ce cas, le maximum a lieu pour BH = BK.

D'autre part on a :

$$s = \frac{KD}{P_r D} \text{ et } s' = \frac{BD}{P_r D} \qquad \text{d'où} \qquad \frac{s'}{s} = \frac{KD}{BD} = 3.$$

Ce qui est évident parce que KD = 3 BD puisque D est le milieu de BH et que B est le milieu de KH.

Enfin nous savons que :

$$s' = \frac{s}{1 + \dfrac{R_a}{\rho}} \quad \text{ou} \quad \frac{s}{s'} = 1 + \frac{R_a}{\rho}$$

Nous pouvons donc ecrire :

$$1 + \frac{R_a}{\rho} = 3 \quad \text{d'où} \quad \frac{R_a}{\rho} = 2 \quad \text{ou} \quad R_a = 2\rho$$

Conclusion. — *Le maximum de puissance disponible a lieu pour une impédance de charge égale à deux fois l'impédance du tube.*

216. Charge optimum d'un tube tétrode ou penthode. — Le problème est beaucoup plus simple que s'il s'agit d'un tube triode parce que la caractéristique dynamique se confond avec la caractéristique statique[1]. Pour une excitation de grille donnée la puissance est $W = \dfrac{R_a I^2_a}{2}$. On peut donc en déduire que la puissance croît comme R_a ; c'est-à-dire que, plus l'impédance de charge est grande et plus la

1. En réalité cette simplification n'est pas toujours légitime avec les tubes modernes.

puissance transmise sera élevée. Mais il ne s'agit là que d'une conception théorique. En effet, pratiquement, il faut que le point de fonctionnement se déplace exclusivement dans la partie droite et qu'à aucun moment la grille ne devienne positive. Ainsi se trouve limitée la puissance qu'un tube penthode peut fournir en classe A.

D'autres considérations viendront encore fournir une limitation. Nous avons constaté plus haut que, dans un tube tétrode la tension instantanée d'anode doit demeurer plus grande que la tension d'écran.

Dans une penthode, le point de fonctionnement sur la droite de charge ne doit pas couper des parties trop fortement coudées (voir, par exemple, fig. 136) (voir aussi plus loin. Influence de la résistance de charge sur la distorsion, § 222). Soit, par exemple, V_l cette limite.

La tension instantanée minimum d'anode est alors : $\mathbf{V}_a - V_l$.

Mais $\mathbf{V}_a = R_a I_a$.

D'où l'on tire finalement :

$$R_a \leqslant \frac{\mathbf{V}_a - V_l}{I_a}. \qquad (1)$$

Il faut remarquer que la résistance intérieure de la lampe n'intervient pas dans cette formule. C'est parce que dans ce qui précède, nous avons admis que R_a était très largement inférieur à ρ.

Il convient de retenir que, dans le cas d'un tube de sortie triode l'impédance d'utilisation est théoriquement déterminée par des considérations sur le rendement et sur la puissance utile. Dans le cas d'un tube penthode, ces considérations ne portent que sur la *distorsion.*

Quand on utilise un tube triode on s'écarte le moins possible de la valeur fixée par la théorie. Nous montrerons cependant qu'il peut y avoir des écarts assez grands. Quand, au contraire, on utilise un tube penthode on ne cherche même pas à s'approcher de la valeur correspondant au maximum de rendement. On serait alors conduit à utiliser le tube avec des tensions instantanées d'anode pouvant tomber jusqu'à zéro. Il en résulterait nécessairement une distorsion inadmissible.

On peut, toutefois, se proposer de déterminer quelle est la valeur maximum admissible pour l'impédance d'utilisation.

Admettons que la caractéristique dynamique $\mathbf{I}_a$ v_g d'une penthode soit confondue avec sa caractéristique statique (fig. 165).

Prenons précisément, pour simplifier, le cas extrême où la tension anodique instantanée descend jusqu'à zéro.

Soit $\mathbf{I}_r$ l'intensité de courant anodique de repos. Si l'on admet le cas

idéal où la caractéristique est parfaitement droite, on a évidemment :

$$I_{aM} = I_r = \frac{OB'}{2}.$$

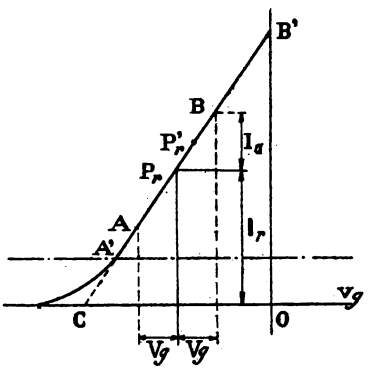


Fig. 165.

D'après la formule (1) la valeur limite pour R_a ou R_{pM} est :

$$R_a = \frac{V_a - 0}{\frac{OB'}{2}} \text{ ou } \frac{V_a}{I_r}.$$

Ce qui nous donne un moyen extrêmement simple de déterminer l'impédance d'utilisation qui convient, au maximum, à une penthode donnée: Il suffit de diviser la valeur de la tension plaque par l'intensité de courant normale. Par exemple, le tube penthode EL3 a un courant anodique de 36 mA sous 250 volts. L'impédance d'utilisation sera :

$$\frac{250}{0{,}036} \text{ soit } 7\,000 \text{ ohms environ.}$$

Autre exemple : le tube KL4 a un courant de 7 mA sous 135 volts. L'impédance d'utilisation sera de :

$$\frac{135}{0{,}007} \text{ ou } 19\,000 \text{ ohms environ.}$$

Ces chiffres sont précisément ceux que donnent les constructeurs.

En adoptant une impédance trop grande, on pourrait augmenter le rendement en puissance du tube, mais ce serait au détriment de la qualité acoustique.

217. Rendement maximum. — 1. *Régime A.* Au régime d'utilisation maximum le point de fonctionnement décrit toute la caractéristique depuis l'annulation du courant anodique jusqu'à la valeur maximum OB′ correspondant à zéro volt grille.

La puissance empruntée à la source anodique est :

$$\mathbf{V}_a \, \mathbf{I}_r.$$

La puissance modulée est : $\frac{1}{2} R_a I_a^2$

Le rendement est donc $r = \frac{1}{2} \frac{R_a I_a^2}{\mathbf{V}_a \, \mathbf{I}_r}$ dont le maximum admissible correspond à la valeur limite de R_a que nous avons déterminée plus haut, c'est-à-dire $\frac{V_a}{\mathbf{I}_r}$. En remplaçant par cette valeur nous trouvons :

$$r = \frac{1}{2} \frac{V_a \times I_a^2}{\mathbf{V}_a \times \mathbf{I}_r^2}.$$

La valeur limite de I_a est précisément $\mathbf{I}_r$ (voir fig. 165) et celle de V_a est précisément : $\mathbf{V}_a$

D'où rendement maximum $= \frac{1}{2}$ ou 50 %.

2. *Régime B.* — Le rendement en régime B (Voir Mesny, tome II, page 69)est donné par la formule :

$$r = \frac{\pi}{4} \frac{V_a}{\mathbf{V}_a}.$$

V_a étant l'amplitude maximum de la tension d'anode et $\mathbf{V}_a$ la tension plaque.

Sa limite extrême est donc $\frac{\pi}{4}$ c'est-à-dire environ 75 %.

218. Constantes optima pour les tubes de puissance penthodes ou tétrodes. — La puissance fournie par un tube à résistance interne élevée (penthode. tétrode, etc...) est :

$$W = \frac{1}{2} V_a I_a .$$

Si s est la pente, nous pouvons écrire : $s = \frac{I_a}{V_g}$ d'où : $I_a = s \times V_g$.

D'où : $W = \frac{1}{2} V_a \times V_g \times s$.

V_a est égale au maximum à la tension anodique. C'est donc une valeur fixée par construction.

La formule précédente nous montre que la puissance croît comme l'excitation de grille; ce qui n'est pas étonnant.

Pour une même tension d'excitation, elle croît comme la *pente de la caractéristique.* C'est pour cette raison que les constructeurs négligent le plus souvent d'indiquer le coefficient d'amplification des tubes penthodes de puissance. Plus la pente est élevée et plus le tube fournira une grande puissance pour une plus faible excitation de grille.

219. Sensibilité d'un tube de puissance. — La sensibilité d'un tube de puissance est cette qualité qui lui permet de fournir une puissance plus grande pour une excitation de grille donnée, ou, réciproquement, d'exiger une plus faible excitation de grille pour fournir une puissance donnée.

Certains constructeurs ont proposé de mesurer la sensibilité des tubes de puissance par le chiffre exprimant le nombre de volts d'excitation grille nécessaire pour produire une puissance de 50 milliwatts dans le circuit de plaque, avec l'impédance optimum.

A ce point de vue, les tubes penthodes présentent un avantage considérable.

Par exemple, la sensibilité du tube triode AD1 (15 watts dissipés) est mesurée par 3,3 volts efficaces ; celle d'un tube penthode moderne de puissance comparable (EL 34 — 12 watts) est mesurée par 0,3 volt efficace.

220. Les différents types de distorsion. — On dit qu'il y a *distorsion* dans un amplificateur quand la forme des tensions de sortie ne reproduit pas exactement la forme des tensions d'entrée.

a) *distorsion de fréquence ou distorsion linéaire.*

Le *gain* de l'amplificateur varie avec la fréquence. On sait qu'une tension de forme quelconque peut être considérée comme la résultante d'une tension sinusoïdale, de même fréquence fondamentale, et d'autres fréquences multiples, qui sont les *harmoniques.*

S'il y a *distorsion de fréquence* ou *distorsion linéaire* le rapport des amplitudes de la fondamentale et des harmoniques est modifié. La fondamentale, ou certains harmoniques, peuvent même être éliminés. Les tensions d'entrée et de sortie n'ont donc plus la même forme. Il y a distorsion.

Ce mode de déformation est généralement produit par les éléments de liaison dans les amplificateurs et fera l'objet d'une étude détaillée dans le tome III.

b) *distorsion d'amplitude ou distorsion non linéaire.*

Le *gain* de l'amplificateur varie avec l'amplitude. Il en résulte qu'une tension sinusoïdale donne, après amplification, naissance à une tension *non sinusoïdale*. En d'autres termes, puisque la tension amplifiée peut être considérée (d'après le théorème de Fourier) comme la somme d'une fondamentale et d'harmoniques nous pouvons en déduire que la distorsion d'amplitude se traduit par l'apparition d'harmoniques indésirables. L'amplitude de ces derniers donnera, d'ailleurs, une mesure de la distorsion.

La distorsion d'amplitude est principalement produite par la courbure des caractéristiques. Suivant la forme des caractéristiques il y a surtout production d'harmoniques pairs (tube triode) ou d'harmoniques impairs (tube penthode).

c) *distorsion par transmodulation* ou *intermodulation.*

La distorsion par transmodulation est, si l'on veut, une complication de la distorsion d'amplitude. Cette dernière est peu importante si la tension d'entrée est faible. On peut, en effet, considérer alors que la caractéristique est droite. Il n'en est plus de même si les amplitudes sont très grandes. Si nous introduisons une tension faible à fréquence f_1 à l'entrée de l'amplificateur nous aurons donc peu de distorsion. Supposons que nous introduisions, en même temps une seconde tension f_2 de grande amplitude et de fréquence différente. Le point de fonctionnement se déplaçant dans les régions coudées, il y a distorsion importante, *même pour la tension à fréquence* f_1. On constate alors que le courant de sortie comporte, non seulement les fréquences et leurs harmoniques, mais toute une série de *partiels* tels que $f_1 + f_2$; $f_1 - f_2$, $f_1 + 2f_2$, $f_2 + 2f_1$ etc...

Ce type de distorsion, faible avec les triodes, peut prendre une grande importance avec les penthodes.

d) *distorsion de phase.*

Entre la fondamentale et ses harmoniques il existe certains déphasages. S'il y a modification des relations de phase, on dit qu'il y a *distorsion de phase.* Ce type de distorsion n'a que peu d'importance (1) pour la reproduction sonore car l'oreille n'est pas sensible à ces déphasages. Il en serait tout autrement s'il s'agissait d'un amplificateur de télévision.

221. Facteur ou taux de distorsion non linéaire. — Il est intéressant de pouvoir apprécier à l'aide d'un chiffre la distorsion produite par un amplificateur ou un tube. Dans ce but on applique à la grille du tube une tension purement sinusoïdale :

$$v_g = V_g \cos \omega t.$$

(1) Elle intervient cependant pour la reproduction des phénomènes transitoires.

On trouve dans le courant anodique, la composante continue, une composante $I_1 \cos \omega t$ et des harmoniques successifs :

$$I_2 \cos 2\,\omega t,\ I_3 \cos 3\,\omega t, \text{ etc.}$$

Le *taux de distorsion*, ou *facteur de distorsion* est le rapport entre la somme des intensités efficaces des harmoniques et l'intensité de la composante fondamentale. C'est, dans le cas présent :

$$D = \frac{I\,eff_2 + I\,eff_3 + I\,eff_4}{I\,eff_1}.$$

Il va sans dire que certains harmoniques peuvent manquer et se traduire, par conséquent, par une amplitude nulle.

Le plus souvent on se borne à déterminer l'amplitude des harmoniques des premiers rangs (2, 3, 4, 5 par exemple).

Cette méthode de mesurer la distorsion a pour elle une simplicité de principe. Mais son application soulève certaines difficultés d'ordre pratique. Il est assez délicat de séparer les harmoniques et de mesurer leur amplitude. De plus, on peut faire d'autres objections plus graves encore. En effet, l'expérience montre que l'effet produit sur l'oreille dépend beaucoup du rang des harmoniques. L'oreille accepte beaucoup plus facilement la distorsion produite par les harmoniques pairs. Ainsi deux amplificateurs pourront avoir des taux de distorsion égaux et on trouvera, à l'oreille, que l'un d'eux donne de bons résultats alors que l'autre est insupportable. Pour qu'il en soit ainsi, il suffira que, dans le premier cas, la distorsion soit produite par l'harmonique 2 et par les harmoniques 3 et 5 dans le second cas.

Cette méthode d'apprécier la distorsion ne tient pas compte de la distorsion par transmodulation dont l'importance peut être considérable avec certains tubes penthodes.

On admet généralement que le taux admissible de distorsion est de 0,05 (ou 5 %) et, dans certains cas, de 0,1 (ou 10 %). Les remarques précédentes montrent qu'il ne faut pas attacher trop d'importance au chiffre qui mesure un taux de distorsion. De toute façon ce chiffre ne peut avoir de signification que si l'on définit, en même temps, les conditions de la mesure et, en particulier, la puissance modulée fournie. En effet, un amplificateur peut donner, par exemple, 2 % de distorsion quand il produit 2 watts modulés et 15 % quand il produit 4 watts.

222. Influence de la résistance de charge sur la distorsion. — Il n'y aura pas distorsion d'amplitude dans un amplificateur si le gain demeure constant quelle que soit l'amplitude de l'excitation de grille.

En d'autres termes il faut que la caractéristique dynamique soit rigoureusement droite. Mais la forme de la caractéristique dynamique dépend dans une large mesure de la grandeur de l'impédance de charge.

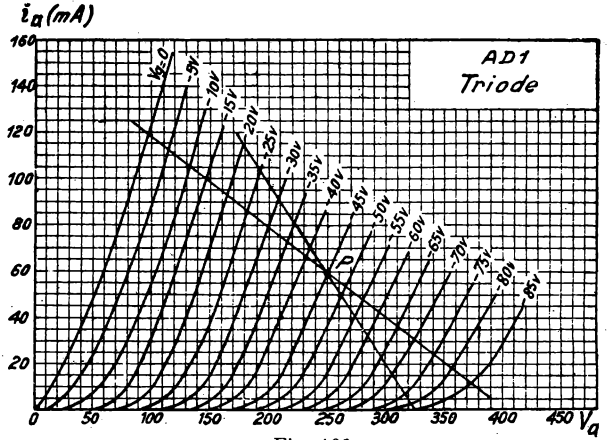


Fig. 166.

D'autre part, l'impédance de charge a été fixée précédemment, en s'imposant la condition de la plus grande puissance possible. Pratiquement on cherchera, autant qu'on le pourra, à concilier cette condition avec celle du minimum de distorsion. On peut assez facilement avoir une idée précise de l'influence de l'impédance de charge sur la distorsion en plaçant la droite de charge dans le réseau des caractéristiques i_a/v_g.

Prenons, par exemple (fig. 166), le réseau correspondant au tube **triode AD 1 (1). Le constructeur fournit la position de repos pour une** tension anodique de 250 volts. C'est le point correspondant à une polarisation de 45 volts. Le courant anodique moyen est alors de 60 mA. La résistance interne du tube est de 670 ohms. La charge optimum, d'après la condition de puissance, sera donc de 1 340 ohms. Nous pouvons facilement tracer la droite de charge correspondante. Elle passera par le point P et elle sera telle que son inclinaison soit $-\frac{1}{R}$ c'est-à-dire ici $\frac{1}{1\,340}$. En d'autres termes un écart de 100 volts en abscisse doit correspondre à une variation d'intensité $\frac{100}{1\,340}$ ou 0.075 A.

Il n'y aura pas distorsion si d'égales variations de la tension de grille

(1) Le tube américain 6 A5 a des caractéristiques à peu près semblables à ce tube triode AD 1. Le tube récent EL 34, monté en triode, avec écran relié à la plaque, peut aussi être employé dans les mêmes fonctions.

correspondent toujours à d'égales variations d'intensité. Or, pour une variation de 30 volts, dans le sens négatif, correspondant par conséquent à une polarisation totale de 30 + 45 ou 75 volts, le courant anodique est pratiquement annulé. Le point de fonctionnement arrive dans une région fortement coudée. En conséquence on peut prévoir que la distorsion sera importante. On peut d'ailleurs préciser cette impression en mesurant à quelles variations de courant correspondent des excitations égales dans les deux sens.

Une variation négative de 30 volts fait passer l'intensité de courant de

60 à 7 mA environ, variation : 53 mA.
Dans l'autre sens :
60 à 127 mA environ, variation : 67 mA.
} (Différence 14 mA).

L'écart de 14 mA pour 53 + 67 = 120 mA, soit de 11 % est considérable. Il peut, d'ailleurs, donner une mesure approchée du taux de distorsion.

Si nous faisons tourner la droite de charge autour du point P, nous pouvons constater que, pour une même excitation de grille, l'écart tend à diminuer fortement. Traçons, par exemple, la droite de charge correspondant à 2 500 ohms (pente : 40 mA pour 100 volts). La même excitation conduit aux chiffres suivants :

variation négative de 30 volts — 60 à 22 — variation : 38
variation positive de 30 volts — 60 à 100 — variation : 40.

L'écart est de 2 mA pour 40 + 38 ou 78 mA soit moins de 3 %.

Le rendement du tube est nécessairement moins bon — mais la fidélité de reproduction est considérablement meilleure et cela permet de comprendre pourquoi le constructeur recommande, dans le cas présent, une résistance de charge de 2 300 ohms.

Ce même procédé graphique permet également de déterminer le meilleur point de repos, en tenant compte que le constructeur du tube fixe toujours la dissipation anodique maximum du tube.

Avec un tube penthode, la méthode suivie serait exactement la même. La condition limite serait fixée par la nécessité de ne pas utiliser les parties coudées des caractéristiques.

223. Adaptation d'une impédance. — Il faut retenir des paragraphes précédents que des conditions précises viennent fixer la valeur optimum de l'impédance d'utilisation d'un tube de puissance quelconque.

Or, il arrive fréquemment que les nécessités de la construction viennent fixer rigidement les éléments qui déterminent cette impédance. Les chiffres auxquels on arrive sont très différents des chiffres optima.

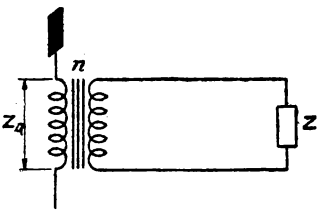


Fig. 167.

Ainsi, par exemple, dans un haut-parleur électrodynamique l'impédance réceptrice est la bobine mobile solidaire du cône. Si l'on mesure cette impédance pour une fréquence moyenne de 1 000 cycles/seconde on trouvera par exemple, qu'elle est inférieure à 10 ohms. Or, l'impédance optimum de charge pour un tube penthode de puissance sera, par exemple, de l'ordre de 7 000 ohms. On est donc loin de compte.

Il ne faut pas songer à augmenter l'impédance de la bobine mobile. En effet, ce résultat ne pourrait guère être obtenu qu'en augmentant le nombre de spires. Mais la place est limitée parce que la bobine doit se mouvoir dans un entrefer très étroit. D'autre part, le poids de la bobine doit être aussi faible que possible, ce qui n'est pas compatible avec une augmentation d'impédance.

Il n'y a donc pas d'autre ressource que d'adapter l'impédance au tube de puissance. Le moyen couramment employé c'est d'intercaler entre les deux éléments un transformateur abaisseur de rapport convenable.

Soit Z l'impédance du haut-parleur (fig. 167) si le rapport de transformation du transformateur est n. L'impédance équivalente Z_a est donnée par la relation simple :

$$Z_a = \frac{Z}{n^2}.$$

Inversement, connaissant Z_a et Z, on calculera le rapport de transformation par la formule :

$$n = \sqrt{\frac{Z}{Z_a}}.$$

Dans l'hypothèse — vérifiée en pratique — où la résistance des enroulements du transformateur est négligeable.

Dans l'établissement du transformateur [1] il faudra tenir compte de ce fait que l'enroulement primaire est traversé par la composante continue du courant anodique et que, si des précautions spéciales ne sont pas prises, la saturation du circuit magnétique peut se manifester.

224. Utilisation de tubes en parallèle (fig. 168). — Dans le but d'augmenter la puissance fournie par un étage de sortie, sans augmenter

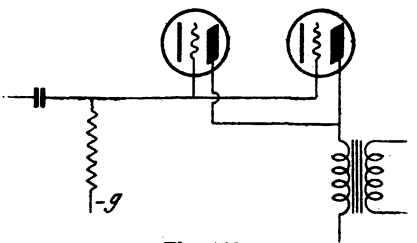


Fig. 168.

la distorsion on peut naturellement utiliser des tubes plus puissants. On peut aussi placer deux ou plusieurs tubes en parallèle. Les tensions d'excitation sont transmises aux deux grilles et les deux plaques débitent dans le même circuit d'utilisation.

Un tel ensemble se comporte comme un seul tube dont le coefficient d'amplification est celui des tubes composants mais dont la pente est doublée. On peut en déduire facilement que la résistance interne est divisée par deux et que, pour obtenir un fonctionnement dans les mêmes conditions, la résistance de charge doit être, elle aussi, divisée par deux. La puissance modulée fournie est alors doublée.

Ces montages n'offrent pas, en général, un intérêt considérable.

Il est très largement préférable d'utiliser un montage symétrique ou montage push-pull.

225. Montage symétrique ou push-pull. Avantages (fig. 169). —

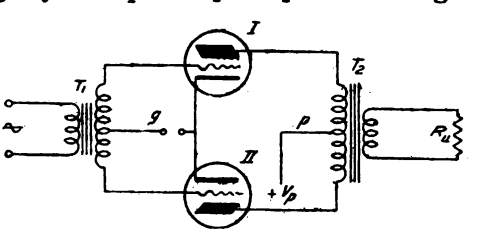


Fig. 169.

1. D'autres considérations permettent de fixer les autres constantes du transformateur. Pour plus de détails voir Tome III.

Le *montage symétrique* ou *push-pull*, très utilisé dans les étages de puissance, est schématiquement représenté sur la figure 169. On voit de suite d'où il tire son nom de *symétrique.*

Les grilles des tubes I et II reçoivent des tensions d'excitation égales mais déphasées de 180°. En d'autres termes, si la tension transmise à la grille I est représentée par la sinusoïde en trait plein, celle que recevra la grille II sera représentée par la sinusoïde en trait pointillé (fig. 170).

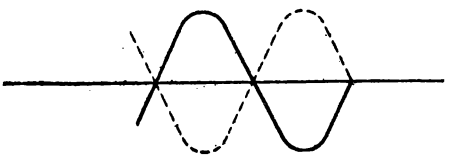


Fig. 170.

On pourra obtenir ce résultat en utilisant un transformateur de liaison comportant une prise médiane au secondaire (fig. 169), mais il existe d'autres moyens que nous étudierons dans le tome III (page 338 et suivantes).

Les composantes variables du courant anodique seront elles-mêmes décalées de 180°. Les effets d'induction seront en phase, grâce à l'action du transformateur T_2, dont le fonctionnement est évidemment réciproque de celui du transformateur T_1.

a) *Saturation.* — Parmi les résultats intéressants, on peut déjà noter que les composantes continues dans le transformateur T_2 correspondent évidemment à des champs magnétisants en sens inverse. Si ces deux composantes sont égales, c'est-à-dire si les deux tubes sont identiques, il n'y aura point d'aimantation du circuit magnétique. Il sera beaucoup plus facile d'obtenir une grande inductance et les phénomènes de saturation seront beaucoup moins gênants. Il faut toutefois bien noter que le transformateur de sortie T_2 doit répondre à des conditions spéciales. Si les deux lampes sont identiques, l'induction dans les tôles est nulle au repos mais, en cours de fonctionnement, il existe des variations d'induction instantanées. Si ces dernières sont trop considérables, il peut en résulter des variations correspondantes de *perméabilité.* Il y a, dans ce cas, production de distorsion d'amplitude, par suite des variations du coefficient de self-induction au cours de l'alternance. Les variations relatives de perméabilité sont beaucoup plus faibles avec un étage de sortie simple.

b) *Couplage.* — Dans le circuit *g* (retour du circuit de grille) comme dans le circuit *p* (retour du circuit de plaque), les composantes alternatives

représentées figure 170 sont évidemment superposées. Il est facile de voir que leur résultante *est constamment nulle.* La somme algébrique des amplitudes est, en effet, nulle à chaque moment.

Si l'un de ces circuits comporte une impédance quelconque on ne trouvera aucune différence de potentiel variable entre ses extrémités. Il en résultera cet avantage important que l'impédance en question ne pourra pas constituer un couplage entre les deux tubes. Ce résultat se traduira pratiquement par un fonctionnement beaucoup plus stable de l'amplificateur.

c) *Filtrage.* — Admettons que la tension anodique comporte une composante variable (fig. 170). C'est d'ailleurs le cas général : la source anodique est constituée par un transformateur dont le courant est redressé par une valve, suivie d'un filtre. Si le filtre est imparfait il reste une composante appréciable à 100 périodes/s. Dans les deux enroulements primaires de T_2 les composantes de filtrage relatives à chacun des tubes sont en phase. En conséquence, elles s'annuleront réciproquement et ne produiront aucun courant variable dans R_u. On peut donc, avec un montage symétrique, utiliser un filtrage beaucoup plus sommaire.

d) *Suppression des harmoniques pairs.* — Nous avons cité cet avantage en dernier non pas parce qu'il est moins intéressant que les précédents, mais parce qu'il est moins évident. Imaginons que chacune des deux lampes I et II produise de la distorsion. En décomposant en série de Fourier nous obtiendrons :

Pour le tube I $\quad i_{a1} = i_a + I'_a \cos \omega t + I''_a \cos 2\omega t + I'''_a \cos 3\omega t$

Pour le tube II $\quad i_{a2} = i_a - I'_a \cos \omega t + I''_a \cos 2\omega t - I'''_a \cos 3\omega t$

i_a, étant la composante continue, I'_a les composantes fondamentales. Il est évident, d'après cela, que les quantités affectées du même signe s'annulent et que les autres s'ajoutent. Il en résulte que les composantes continues et toutes les composantes correspondant aux harmoniques pairs sont éliminées.

Or, avec un tube triode, la distorsion est principalement produite par les harmoniques pairs (et tout spécialement l'harmonique II); il en résulte, qu'à puissance égale, pour chaque lampe, elle sera *beaucoup plus réduite.* (1)

226. Fonctionnement en régime AB et en régime B. — Dans un montage symétrique, on peut dire que les déformations produites par chaque lampe se compensent dans une large mesure. Il n'est donc plus aussi important d'opérer uniquement sur des régions droites des caractéristiques. Dans ces conditions, on pourra sans doute, choisir une

(1) Cette question très importante sera examinée avec plus de détails, plus loin, dans les paragraphes 227-1 à 227-14, après l'étude des différents régimes de fonctionnement.

résistance de charge s'approchant davantage de la valeur optimum.

Bien mieux, on pourra délibérément augmenter la polarisation des tubes, on réduira ainsi l'intensité anodique et on améliorera d'autant le rendement. On obtiendra ainsi le fonctionnement en classe A' ou classe AB. Nous avons observé que l'emploi de ce régime de fonctionnement ne pouvait pas être envisagé avec un seul tube à cause de la distorsion produite. Mais le défaut disparaît complètement avec deux tubes. Il devient même possible d'utiliser le régime B — qui correspond à une annulation complète du courant anodique au repos.

Avec ce mode de fonctionnement, on peut dire qu'un tube reproduit une alternance, alors que l'autre tube reproduit l'alternance suivante. Mais, dans ces conditions, la distorsion est encore relativement grande.

Il faut ajouter que la construction du transformateur de sortie est encore plus délicate. En plus des conditions déjà fixées plus haut, il faut préciser que le *coefficient de dispersion* entre les deux moitiés du primaire doit être aussi faible que possible.

Le régime A/B est particulièrement intéressant. Les chiffres suivants en seront une démonstration convaincante.

Ils sont relatifs au tube triode ADI, mais ils seraient tout aussi nets avec un autre tube penthode ou triode.

	DISTORSION	
	Classe A (1 tube)	Classe AB (2 tubes)
Puissance de sortie : 1 watt modulé.....	2 %	0,25 %
— — 2 — —	3 %	0,4 %
— — 3 — —	3,5 %	0,5 %
— — 4 — —	4,7 %	0,6 %
— — 5 — —	6 %	0,75 %
	Puissance fournie en watts	
Pour un taux de distorsion de 1 %.....	0,25	7,5
— — — 2 %.....	1	12

Dans un des cas la résistance de charge est de 2 300 ohms, dans l'autre, elle est de 4 000 ohms.

227. Caractéristique dynamique composée (fig. 171). — On peut se rendre compte graphiquement de l'amélioration considérable fournie par l'emploi d'un montage symétrique. On utilisera dans ce but la courbe qu'on pourrait appeler la *caractéristique dynamique composée*. L'intensité de courant résultante pour une tension grille donnée est la somme algébrique des intensités fournies par chaque tube. Les variations ont lieu en sens inverse. On inversera donc les axes sur lesquels on porte les tensions de grille, de telle sorte que le point de coïncidence corresponde à la tension de repos (polarisation). L'exemple ci-contre (fig. 171) (d'après Mesny)

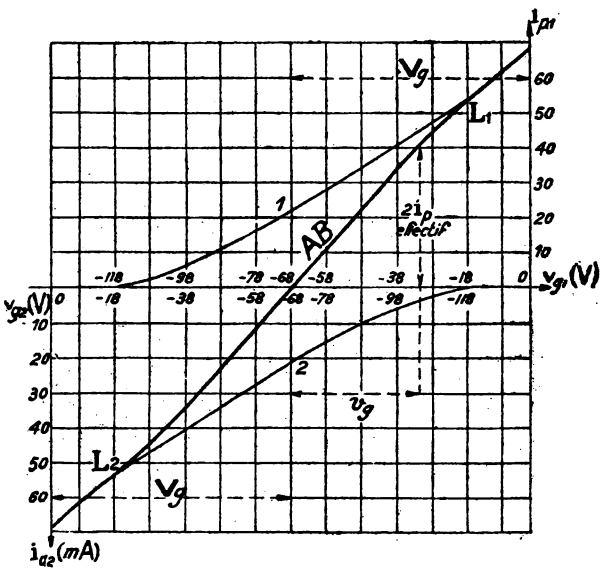


Fig. 171.

est relatif à deux tubes RCA 45 alimentés sous 300 volts, avec une tension de polarisation de 68 volts. Les deux caractéristiques dynamiques 1 et 2, tracées en sens inverse, correspondent à une impédance de charge de 3 900 ohms. La caractéristique composée L_2 L_1, est tracée en faisant la somme algébrique des ordonnées de 1 et de 2. Elle est presque parfaitement droite.

Cette construction a l'avantage de montrer qu'en régime AB, le choix de la tension de polarisation a une très grande importance. Modifier la polarisation, c'est faire glisser les deux caractéristiques l'une par rapport à l'autre. On voit, de la sorte, que la forme de la caractéristique composée dépend évidemment de la position relative de 1 et de 2.

228. Comparaison entre triode et penthode de puissance. — Dans les précédents paragraphes, nous avons fait un certain nombre de remarques qu'il est utile de rappeler ici pour permettre une comparaison entre défauts et qualités des tubes triodes et penthodes de puissance.

a) *Sensibilité.* — Le tube penthode est beaucoup plus sensible que le tube triode (voir § 219).

Un tube penthode est toujours plusieurs fois plus sensible qu'un tube triode de même puissance utile.

b) *Rendement.*

1) *En classe A.* — Le rendement maximum d'un tube triode est de l'ordre de 25 %. Dans les mêmes conditions celui du tube penthode atteint 50 %.

2) *En classe B.* — Le rendement de la penthode est encore deux fois plus élevé.

Dans le cas d'un tube penthode, il faudrait, pour être juste, ajouter à la consommation anodique celle de la grille écran; ce qui viendrait diminuer quelque peu le rendement. Toutefois, l'avantage serait encore en faveur du tube penthode.

c) *Distorsion.*

1) *Classe A.* — Si l'on se borne à la considération théorique de la distorsion, l'avantage semble encore être en faveur du tube penthode. Toutefois, il est *très important* de remarquer que la distorsion du tube triode est presque uniquement produite par des harmoniques pairs, alors que la distorsion du tube penthode comporte surtout des harmoniques impairs. *L'expérience montre que ces derniers sont beaucoup plus mal tolérés par l'oreille.*

Cette remarque s'applique tout particulièrement aux penthodes modernes à faible résistance interne. Il devient alors impossible de confondre caractéristique dynamique et statique. La caractéristique dynamique (voir fig. 136) montre un point d'inflexion, c'est-à-dire qu'elle tend à prendre la forme d'une lettre S majuscule. Dans ces conditions, il y a production d'harmoniques impairs. A cet égard, les tubes à distance critique ou à concentration électronique (6L6 25L6, 6V6 etc...) sont bien supérieurs aux tubes penthodes.

On peut donc conclure que, malgré les apparences théoriques contraires, l'avantage est nettement en faveur du tube triode.

2) *Push-pull A ou AB.* — En push-pull classe A ou classe AB la triode marque encore un avantage supplémentaire. Le montage permet, en effet, l'élimination des harmoniques pairs alors que les harmoniques impairs s'additionnent.

d) *Transmodulation* ou *intermodulation*. — L'avantage est très nettement en faveur du tube triode.

e) *Facilité d'emploi*. — La résistance de charge du tube triode peut varier dans des limites assez larges sans amener un fonctionnement défectueux. La valeur optimum est beaucoup plus critique quand il s'agit d'un tube penthode. Enfin la construction du transformateur de sortie est plus délicate.

Dans ces conditions, on peut s'expliquer pourquoi les deux types de tubes sont encore aujourd'hui utilisés. Quand la réduction de la distorsion importe avant tout, on pourra faire appel à un montage push-pull triode classe AB. On sera naturellement amené à prévoir une préamplification beaucoup plus large.

Quand, au contraire, le rendement ou la sensibilité sont les qualités recherchées, on utilisera des tubes penthodes ou à concentration électronique. D'ailleurs il existe des montages permettant de réduire substantiellement la distorsion. Nous allons les étudier dans les paragraphes suivants.

f) *Amortissement*. — On observe, d'une manière générale, qu'un haut-parleur présente un certain nombre de fréquences de résonance. Il y a, d'abord, la résonance générale du système vibrant, puis celle du spider, puis des modes de vibration particuliers du cône, etc... Quand la fréquence d'excitation correspond à une fréquence de résonance il y a, naturellement, une augmentation considérable du rendement électroacoustique, ou si l'on préfère, de la sensibilité. Le haut-parleur ne présentant pas la même sensibilité pour les différentes fréquences, ne peut, en conséquence, donner une reproduction parfaite.

L'acuité de ces résonances dépend essentiellement de la résistance électrique du circuit branché aux bornes du haut-parleur. De même qu'on fait cesser les oscillations d'un galvanomètre en le shuntant par une résistance *inférieure à la résistance critique*[1], de même un haut-parleur peut être apériodique ou tout au moins plus fortement amorti si le circuit qui l'alimente a une résistance interne assez faible.

Si le haut-parleur est alimenté par un tube triode moderne, la résistance interne est de l'ordre de quelques centaines d'ohms (670 ohms pour triode AD1) et, tout au plus, de 1 500 ou 2 000 ohms avec d'autres tubes (1 700 pour triode 45). Avec un tube penthode ou tétrode la résistance

1. Le problème des oscillations d'un galvanomètre ou d'un haut-parleur s'étudie exactement, comme celui d'un circuit oscillant. On peut définir un régime apériodique et un régime périodique. Le passage de l'un à l'autre correspond à l'amortissement critique.

interne est toujours de plusieurs dizaines de milliers d'ohms(30 000 pour EL 84, 22 500 pour 6 L 6).

L'avantage est donc ici nettement en faveur du tube triode.

Correction des distorsions par la contre-réaction[1].

229. Généralités. Définitions. — On dit qu'il y a réaction dans un amplificateur quand une fraction de l'énergie recueillie à la sortie est reportée à l'entrée.

Soit, par exemple, un amplificateur (fig. 172) à l'entrée duquel on

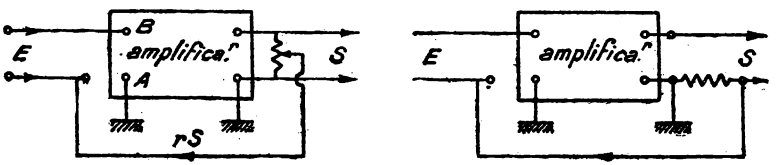


Fig. 172.

introduit une tension E pour recueillir une tension S à la sortie. On prélève une fraction r de cette tension de sortie. On dira que r est le *taux de réaction*. C'est donc finalement une tension rS qu'on introduit, de nouveau, entre les bornes d'entrée. La tension réellement appliquée entre les bornes AB est maintenant E + rS. Mais cette tension de réaction peut *s'ajouter* à la tension normale d'entrée E ou au contraire, s'en *retrancher*. Dans le premier cas (r positif) on dira qu'il y a *réaction positive* ou *régénération* et, dans le second (r négatif), on dira qu'il y a *réaction négative* ou *contre-réaction* (dégénération, disent les anglo-saxons).

La valeur du gain en tension ou amplification, en l'absence de réaction était :

$$A = \frac{S}{E} \text{ ou } S = E \times A.$$

Cherchons maintenant à exprimer A_r, gain dans l'amplificateur réactif.

Nous aurons nécessairement $S = (E + rS)\,A$.

Le gain cherché est encore : $A_r = \frac{S}{E}$.

$$S = EA + rSA$$
$$EA = S\,(1 - rA)$$

d'où :

$$A_r = \frac{S}{E} = \frac{A}{1 - rA}. \qquad (1)$$

1. On lira avec profit notre ouvrage spécial sur cette question : *Ce qu'on doit savoir de la contre-réaction ou réaction négative*. E. Chiron, éditeur.

Cette formule très simple nous permet d'observer que si le taux de réaction est positif, le gain de l'amplificateur est augmenté puisque le dénominateur est plus petit que 1.

On obtiendrait un résultat *à priori* incompréhensible pour des valeurs de r telles que rA soit plus grand que 1. En effet le gain tend vers l'infini quand rA tend vers 1. Mais cette limite n'est pas accessible en pratique car le dispositif cesse d'être amplificateur pour devenir générateur d'oscillations. Nous étudierons plus loin cette circonstance. Nous n'étudierons, pour l'instant, que le cas d'une réaction négative ($r < 0$).

Dans ces conditions le gain de l'amplificateur réactif A_r est diminué mais l'amplificateur acquiert des propriétés nouvelles.

230. Signification du facteur A. — Nous n'avons fait aucune hypothèse sur la nature ou la composition de l'amplificateur. Il peut être, aussi bien, un étage unique qu'un amplificateur composé de plusieurs étages.

1) *Fréquence.* — Le facteur A exprimant l'amplification dépend de la composition de l'amplificateur, des tubes utilisés, des tensions, de la nature des liaisons et des couplages. C'est parce que A n'est pas constant en fonction de la fréquence que l'amplificateur présente de la *distorsion de fréquence.* On constatera, par exemple, que

A = 50	pour une fréquence de	30 Hz
A = 100	—	— 50 Hz
A = 250	—	— 150 jusqu'à 5 000 Hz
A = 100	—	— 6000 Hz
A = 50	—	— 7000 Hz etc...

Il sera d'ailleurs beaucoup plus simple de condenser tous ces résultats dans une courbe de fréquence. On pourra, avec avantage, remplacer A par le rapport entre les puissances d'entrée et de sortie exprimé en décibels. On choisira comme niveau zéro celui qui correspond au gain constant dans une large bande de fréquence (250, dans l'exemple cité).

2) *Distorsions. Transmodulation.* — A peut aussi varier avec l'amplitude de E. Dans ces conditions, on dit qu'il y a production de distorsion non linéaire. Il en résulte que la forme des tensions de sortie n'est pas exactement la même que celle des tensions d'entrée. En d'autres termes, il y a production *d'harmoniques.* Ces harmoniques sont produits par les courbures de caractéristiques dynamiques — ce sont donc encore les tubes qui sont responsables. Il en est de même pour les composantes amenées par transmodulation.

231. Effet d'une réaction négative sur le gain. — Reprenons l'expression [1] $A_r = \frac{A}{1 - rA}$. La quantité rA est appelée *facteur de réaction*. En pratique, elle est plus grande que 1, elle atteint souvent 10 et peut même dépasser 40. Dans ces conditions, on peut admettre que 1 est négligeable par rapport à rA et, par conséquent, que $1-rA$ est sensiblement égal à $-rA$.

En conséquence, la formule (1) se ramène à l'expression remarquable suivante :

$$A_r = \frac{A}{-rA} \quad \text{ou} \quad -\frac{1}{r}.$$

On voit donc ici que le gain d'un amplificateur réactif dépend uniquement du *taux de réaction. Il ne dépend nullement des éléments qui entrent dans sa composition et dont l'action peut varier, soit avec la fréquence, soit avec l'amplitude.*

La seule réserve c'est que $-rA$ soit toujours plus grand que 1. Comme r est constant, il faut que A demeure assez élevé dans les limites considérées. Il en résulte, cependant, qu'un amplificateur à contre-réaction doit être étudié en respectant certaines conditions, ce que nous préciserons dans le tome III [1].

Le bénéfice sera d'autant plus grand que r sera lui-même plus grand. Mais par contre, la perte d'amplification sera d'autant plus grande que r sera lui-même plus grand puisque le gain se réduit à $-\frac{1}{r}$. On peut donc en conclure que le gain sera rendu pratiquement indépendant de la fréquence dans une large mesure. Il ne faut pas oublier que, d'après notre hypothèse de départ, il s'agit de réaction négative. En conséquence r étant négatif $-\frac{1}{r}$ est forcément positif. Un gain négatif n aurait aucune signification. Nous verrons dans le tome III que certains dispositifs correcteurs permettent d'étendre encore davantage l'amélioration de la caractéristique de fréquence.

232. Limitation de l'amélioration en fréquence. — Soit, par exemple, un amplificateur dont la caractéristique de fréquence est la courbe I (fig. 173). Les fréquences moyennes sont très largement favorisées. Le gain maximum est G_1. En appliquant des taux de contre-réaction de plus en plus élevés, nous pourrons obtenir successivement les courbes II, III, IV, à condition de pouvoir nous contenter des gains G_2 G_3 G_4. On

1. Voir Tome III, page 348 et suivantes.

remarquera que la courbe IV est pratiquement parfaite puisqu'elle est

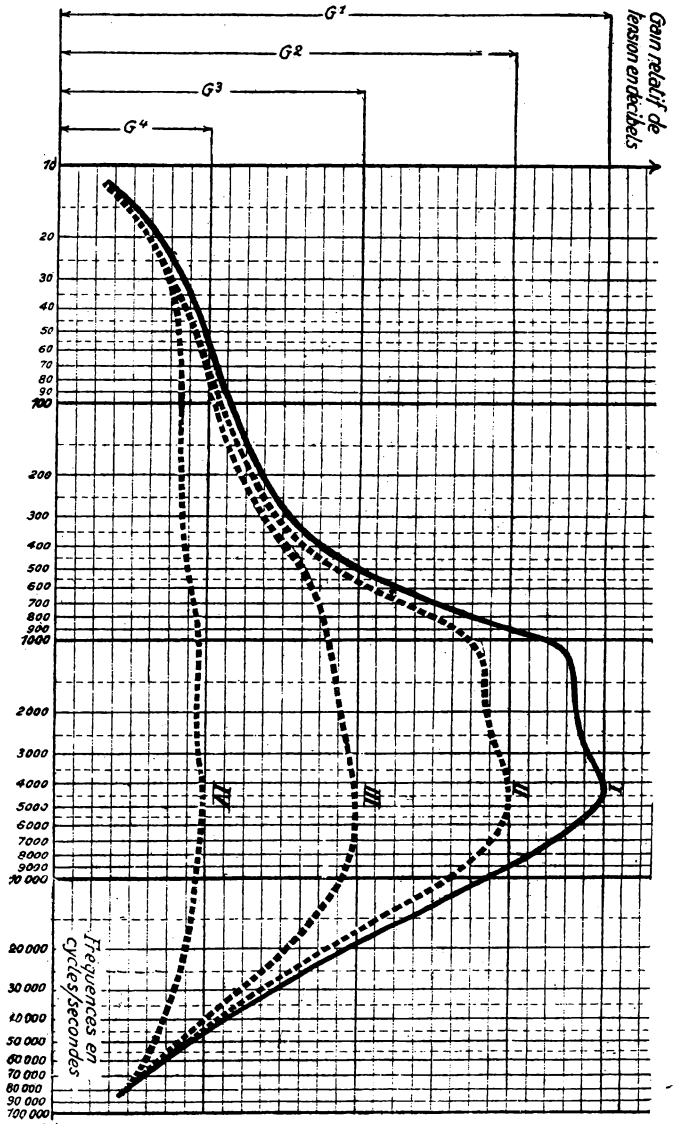


Fig. 173.

constante à 1 décibel près, entre 20 et 20 000 périodes/seconde.

Il faut retenir de cela la constatation très importante que la contre-réaction n'augmente pas l'amplitude des fréquences défaillantes mais qu'elle se borne à effacer les « pointes ». Elle ramène le gain au niveau choisi, et déterminé par $-\frac{1}{r}$. Mais, pour certaines fréquences, le gain, en l'absence de contre-réaction, serait inférieur à $-\frac{1}{r}$, dans ce cas, l'amplification demeure à peu près ce qu'elle serait sans contre-réaction.

Ces observations s'expliquent par l'examen de la formule :

$$A_r = \frac{A}{1 - rA}.$$

Soit, par exemple, $A = 250$ en moyenne et $-r = 0{,}1$.

Le gain avec réaction sera de $\frac{1}{0{,}1}$ ou 10.

Admettons que, pour une certaine fréquence $A = 100.000$.

Le gain exactement calculé avec (1) sera :

$$\frac{100\,000}{1 + (0{,}1 \times 100\,000)} = \frac{100\,000}{1 + 10\,000}$$

c'est-à-dire $\frac{100\,000}{10\,001}$ ou 9,9999, etc...

Ainsi, une amplification 400 *fois plus grande pour une fréquence donnée, se traduira par un changement inférieur au* 1/10 000.

Mais supposons que le gain, pour une autre fréquence soit seulement de 2.

Le gain, avec réaction devient :

$$\frac{2}{1 + (0{,}1 \times 2)} \quad \text{ou} \quad \frac{2}{1{,}2} \quad \text{ou } 1{,}65.$$

Pour cette fréquence particulière, la différence sera peu importante et pratiquement inexistante entre le fonctionnement avec, ou sans réaction.

Remarquons, en passant, qu'une réaction positive se traduirait par une prolongation du même phénomène. Les « pointes » seraient davantage amplifiées que les fréquences défaillantes si bien que la caractéristique de fréquence serait encore plus mauvaise. C'est d'ailleurs, grâce à cet effet que l'emploi d'une réaction positive permet d'augmenter presque indéfiniment la sélectivité des circuits accordés.

Les chiffres indiqués ci-dessus montrent bien que, dans tous les cas, il est intéressant de construire l'amplificateur pour donner une bande de transmission aussi large que possible. Pour une amélioration donnée,

il suffira d'appliquer un taux de réaction moins élevé et, par conséquent, de sacrifier moins d'amplification.

233. Amélioration de la fidélité. Réduction des bruits parasites. — On peut considérer la distorsion, tout aussi bien que les bruits surajoutés (ronflements, bruits d'induction, etc...) comme des composantes qui n'existaient pas dans les tensions d'entrée et qui sont présentes dans le courant de sortie.

L'application de contre-réaction améliorera le fonctionnement de l'amplificateur dans la mesure où ces composantes indésirables seront réduites.

Soit un amplificateur dont le gain est A et le taux de distorsion D; en l'absence de réaction. Appliquons maintenant une réaction — r.

Calculons le nouveau taux de distorsion d.

Nous devons nécessairement avoir :

$$d = D - r\,dA$$

d'où nous tirons :

$$d = \frac{D}{1 + rA}.$$

Sous les réserves déjà faites, plus haut, on pourra, en général, négliger 1 devant rA, et le taux des composantes parasites se trouve divisé par rA, facteur de réaction. Comme rA varie entre 10 et 50, on peut en conclure immédiatement que l'amélioration est considérable.

Toutefois, l'expérience et des mesures précises montrent que ce résultat n'est réellement vérifié que si la puissance exigée est assez éloignée du

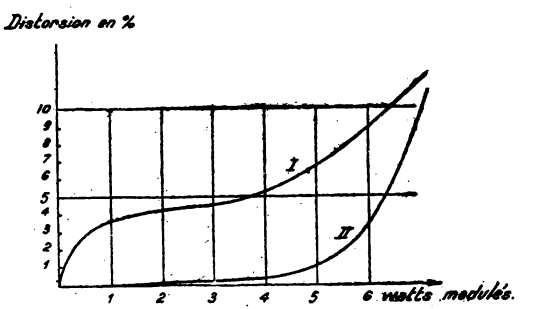


Fig. 174.

maximum normalement produit par l'amplificateur. Cela vient du fait que, pour une puissance donnée, les amplitudes des tensions de grille sont plus importantes. En effet, on peut montrer que la distorsion est compensée parce que *les tensions parasites sont neutralisées par d'autres*

tensions correspondantes. Il en résulte que les tensions instantanées de correction peuvent être très grandes et *dépasser le recul de grille de la lampe d'entrée.* La distorsion peut prendre alors une valeur considérable, dépassant même celle qui correspond au fonctionnement sans réaction.

Si nous traçons les courbes qui donnent la distorsion d'un amplificateur en fonction de la puissance, avec et sans réaction, nous obtiendrons le résultat de la figure 174. Il s'agit d'un amplificateur pouvant fournir au maximum 7 watts modulés avec une distorsion de l'ordre de 10 %. Avec contre-réaction, et pour cette même puissance maximum, le taux de distorsion est presque aussi grand.

Par contre pour une puissance de 4 watts modulés, la différence est considérable : 7 % dans un cas et moins de 1 % dans l'autre. L'écart s'accroît encore pour des puissances plus réduites.

On notera, en conséquence, qu'il est nécessaire de calculer largement les amplificateurs à contre-réaction.

233 bis Difficultés d'application. Pour que les résultats précédents soient obtenus, il faut nécessairement que la tension réactive soit exactement en opposition (décalée de 180°) par rapport à la tension d'entrée. Or, en règle générale, entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur, il existe un déphasage dont la grandeur *est fonction de la fréquence.*

Si nous mesurons l'écart, par rapport à la fréquence moyenne de 500 périodes dans un étage unique à résistance, nous obtiendrons, par exemple, le graphique de la figure 175. Entre les fréquences les plus basses et les plus élevées, l'écart de phase atteint pratiquement 180° (+ 90°, — 90°). Dans un amplificateur couplé par transformateur, l'écart atteindrait 270°. Dans un amplificateur à deux étages, l'écart atteint 360° — ce qui veut dire, pratiquement, que s'il y a réaction négative pour les fréquences moyennes, la réaction tend à devenir positive vers les deux extrémités de la bande des fréquences acoustiques. Il en résulte des difficultés d'application que nous aurons l'occasion d'étudier dans le courant du tome III.

234. Réaction de courant et réaction de tension. — D après l'amplificateur schématique de la figure 172 *a)* la tension de réaction est proportionnelle à la tension développée entre les bornes de sortie S de l'amplificateur. Mais on peut aussi utiliser un dispositif comme celui de la figure 172 *b).* La tension de réaction est alors proportionnelle à l'*intensité utile.* Les propriétés des deux types d'amplificateurs peuvent notable-

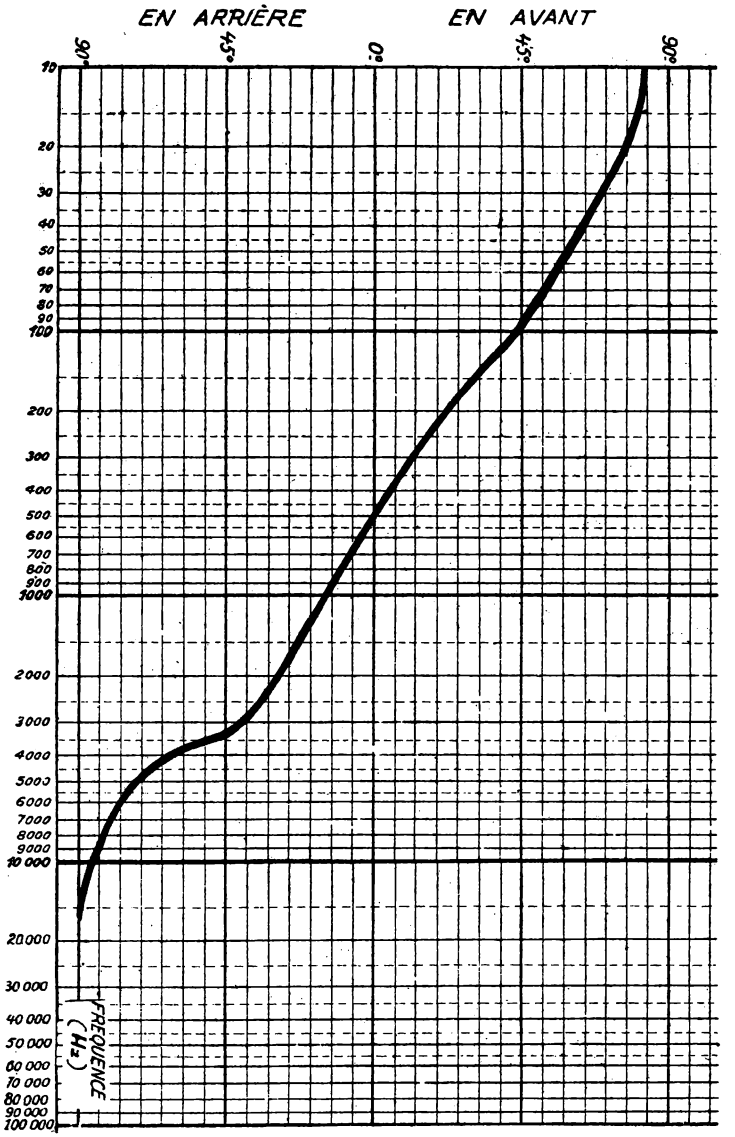


Fig. 175.

ment différer. Un exemple élémentaire fera mieux saisir dans quel sens peut s'exercer cette différence.

La tension de réaction est empruntée à la tension utile, aux bornes de la bobine mobile d'un haut-parleur (fig. 176). C'est donc une réaction de tension. Le système élastique de suspension du haut-parleur a généralement une ou plusieurs fréquences de résonance bien définies. Il en résulte que certaines fréquences acoustiques sont très nettement favorisées, parce que, pour ces fréquences particulières, le rendement électro-acoustique du haut-parleur est notoirement plus grand.

Ces résonances mécaniques se traduisent, ainsi que nous l'avons déjà signalé plus haut, par une *augmentation considérable de l'impédance apparente de la bobine mobile.*

Il en résulte que la tension aux bornes du transformateur de sortie augmente très notablement. En conséquence, la tension de contre-réaction se trouve augmentée dans les mêmes proportions. Il en résulte une diminution de l'amplification qui vient exactement compenser l'écart. La

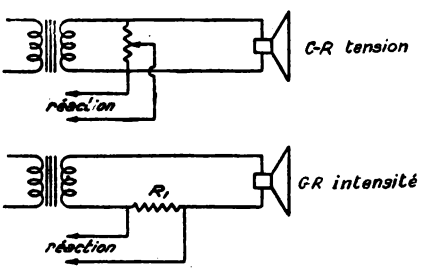


Fig. 176

contre-réaction de tension supprime pratiquement les résonances du haut-parleur.

S'il s'agit d'une réaction d'intensité (fig. 176) la tension de réaction sera prise aux bornes de R_1, placée *en série* dans le circuit de la bobine mobile. A la résonance correspond une augmentation d'impédance apparente. Aussi l'intensité de courant dans R_1 tend-elle à diminuer. La réaction négative diminuant, l'amplification augmente, ce qui vient précisément exagérer l'effet déjà nocif de la résonance mécanique.

L'emploi du système à réaction de courant n'est généralement pas si intéressant que l'autre système, tout au moins dans les applications courantes de la radiodiffusion.

CHAPITRE XII *bis*

TRACÉ ET EMPLOI DES COURBES CARACTÉRISTIQUES DES TUBES MULTIÉLECTRODES

a. Tracé des caractéristiques.

235-1. Importance des courbes caractéristiques. Les constantes d'une lampe : *coefficient d'amplification, pente, résistance interne,* etc., sont des renseignements très utiles, mais cependant tout à fait insuffisants pour révéler au technicien toutes les possibilités d'un tube quelconque.

On peut comparer ces données au signalement d'un individu : taille, couleur des cheveux, forme du visage... Pour reconnaître l'individu avec certitude, il faut des données plus précises : une ou, mieux encore, deux photographies, l'une prise de profil et l'autre de face. Or un réseau de courbes caractéristiques constitue l'équivalent d'une documentation photographique.

Tous les techniciens savent — ou croient savoir — la signification précise d'un réseau de caractéristiques. Cette question est d'une importance tellement capitale que nous n'hésitons pas à la reprendre ici avec quelques détails, au risque de répéter ce que nous avons exposé rapidement dans les précédents chapitres. Il faut maintenant apprendre à utiliser les courbes caractéristiques.

Une courbe caractéristique a pour but de montrer visuellement, d'un seul coup d'œil, la dépendance entre les différentes variables qui déterminent le fonctionnement d'un tube multiélectrodes.

Prenons, par exemple, le cas d'une tube diode. Les variables sont, ici, tension appliquée sur l'anode : V_a, et intensité anodique : I_a.

La traduction graphique est donc immédiate, avec deux axes rectangulaires, dont l'un porte une échelle d'intensité et l'autre une échelle de tension. On fixe arbitrairement ces échelles de manière à obtenir un graphique facilement lisible. Il importe de ne pas oublier de figurer ces échelles, sinon le graphique n'a aucune signification. Il ne faut pas non plus omettre certaines indications dont la connaissance peut être indispensable dans certains cas : la tension de chauffage, s'il s'agit d'un tube diode, par exemple.

Le choix des échelles n'est pas sans importance. Examinons, par exemple, la Fig. 177-1C'est la caractéristique I_a/V_a d'un tube diode. La zone d'utilisation normale est représentée en traits pleins. La partie pointillée correspond à l'utilisation en surcharge. Ce graphique nous renseigne bien sur l'ensemble des possibilités du tube, mais pourrait nous amener à certaines conclusions fausses. On pourrait admettre par exemple que l'intensité de courant est nulle pour une tension anodique nulle et que la courbe débute brusquement, en coupant l'axe des abscisses, avec une inclinaison bien définie. Or il n'en est rien, ainsi que le montre un graphique tracé avec des échelles différentes fig. 177-2 La connaissance de la partie fortement courbée est cependant indispensable dans certaines applications. (Cas d'un diode détecteur, par exemple.)

235-2. Cas du tube triode. Surface caractéristique (v. aussi t.III, § 132). — Le cas du tube diode est particulièrement simple, puisque l'intensité anodique ne dépend pratiquement que d'une seule variable : la tension anodique. La troisième variable : température de la cathode (ou, ce qui revient au même, tension de chauffage), n'intervient pratiquement jamais.

Mais le cas du tube triode est différent, puisque l'intensité anodique est sous la dépendance de la tension anodique et de la tension grille. Les mathématiciens diraient que c'est une fonction de deux variables. Pour obtenir une représentation graphique complète, il faut utiliser trois plans de coordonnées ou, pour employer une expression plus savante, un trièdre de référence. Le résultat est, non plus une courbe, mais une *surface caractéristique* s'étendant dans l'espace. Chaque point de cette surface correspond à une intensité donnée. Ce trièdre est analogue à celui qui est formé par deux murs d'angle d'une pièce avec le

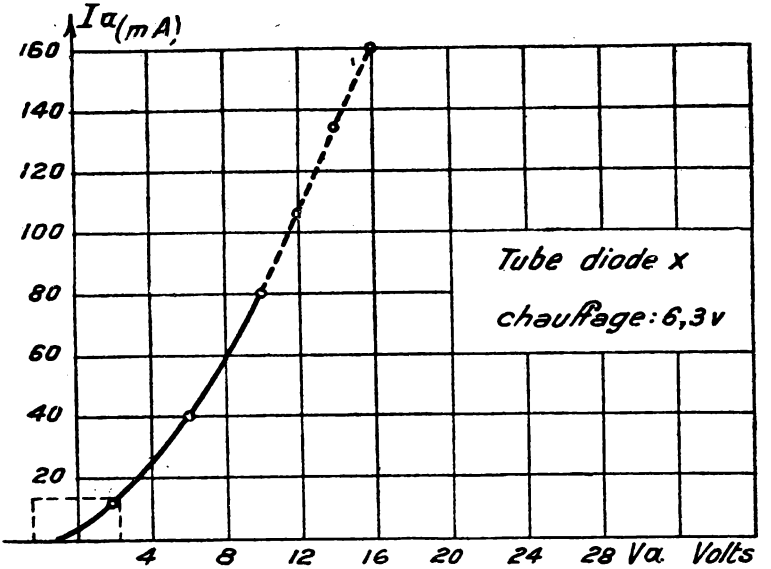


Fig. 177-1

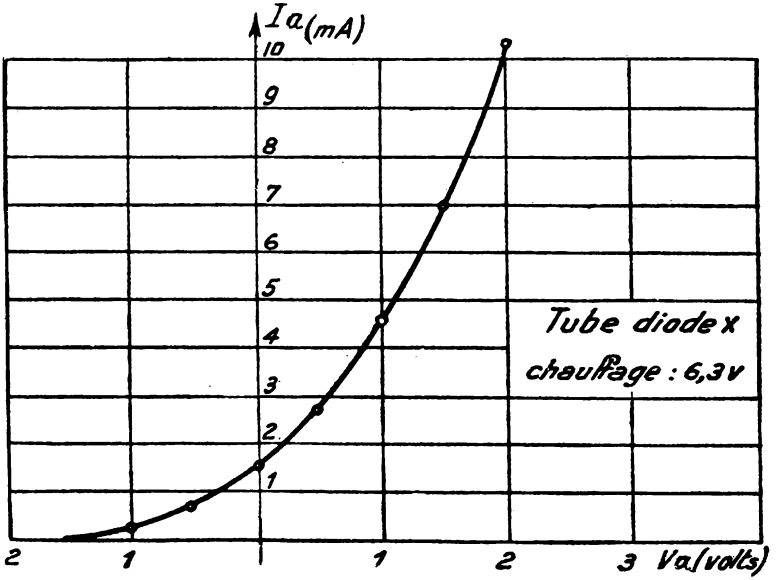


Fig. 177-2

parquet. Nous le représentons par les axes Ox, Oy, Oz, de la fig 177-3. Un point quelconque P de l'espace correspond à une intensité anodique PP_1, à une tension grille P_1P_2 et à une tension plaque OP_2. Ces grandeurs sont obtenues en abaissant du point P des perpendiculaires sur chacun des plans de référence.

En pratique, on pourrait obtenir une reproduction *réelle* de la surface caractéristique au moyen d'un modèle en plâtre, ou en matière

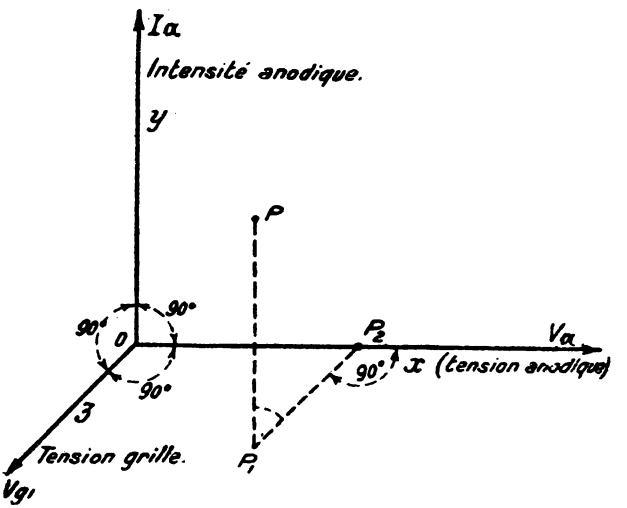


Fig. 177-3

plastique quelconque. Cela serait évidemment extrêmement peu pratique (voir fig. 99, t. III).

235-3. Choix d'un paramètre auxiliaire. Réseaux de courbes. On a donc préféré tourner la difficulté d'une autre manière, d'ailleurs bien connue des mathématiciens. Rien n'est plus pratique qu'un graphique. C'est une représentation que l'on trace commodément sur le plan d'une feuille de papier et que l'on peut consulter d'un seul coup d'œil...

Pour que cette représentation soit possible, il faut supprimer provisoirement une variable. En d'autres termes, *il faut* la *considérer comme un paramètre auxiliaire.* L'élément variable essentiel étant l'intensité anodique, nous avons le choix entre *la tension de grille* et la *tension de plaque.*

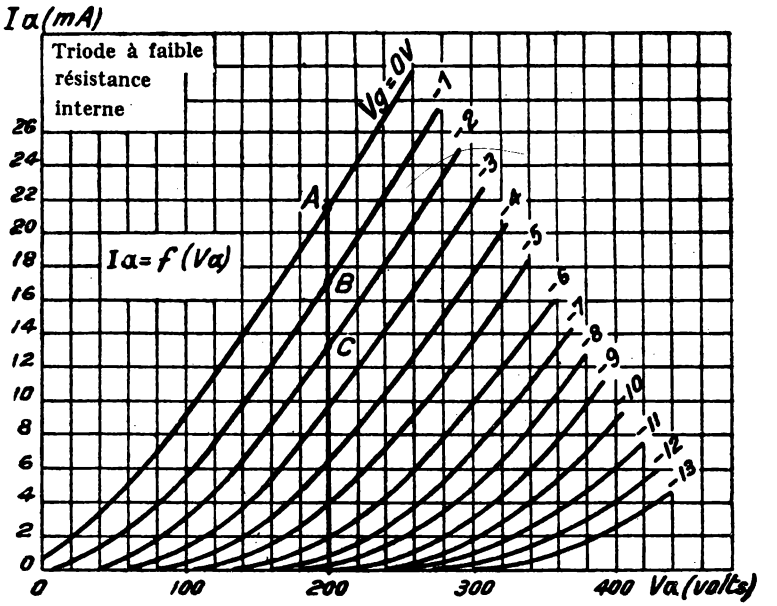


Fig. 177-4

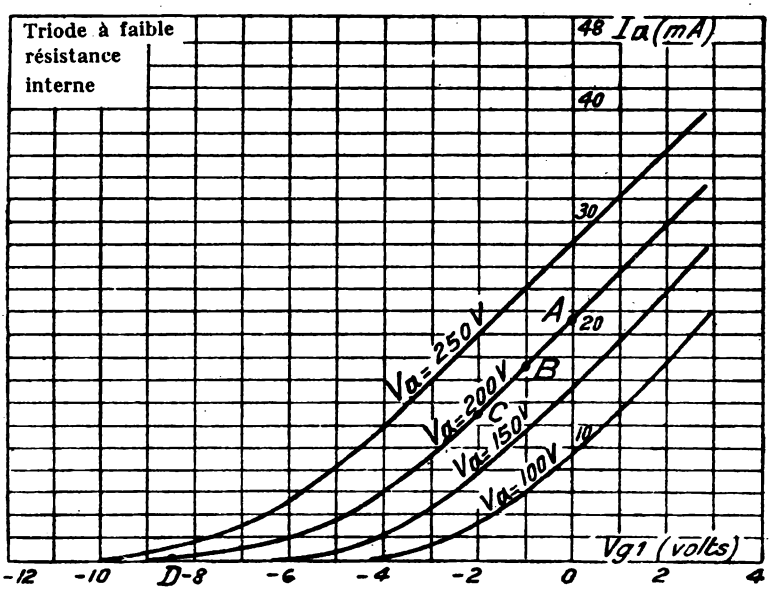


Fig. 177-5

Dans le premier cas, nous obtenons une caractéristique I_a / V_a *valable pour une tension de grille donnée.* Il faut naturellement spécifier nettement cette valeur essentielle. En donnant différentes valeurs à ce paramètre auxiliaire, nous pouvons tracer autant de courbes qu'il nous semble utile. *L'ensemble de ces courbes est un réseau* I_a/V_a (fig. 177-4).

Dans le second cas, nous obtenons une caractéristique I_a/V_g *valable pour une tension anodique donnée.* Nous obtiendrons également autant de courbes qu'il nous paraît nécessaire et *l'ensemble constitue un réseau* I_a/V_g (fig. 177-5).

235-4. Correspondance entre les deux réseaux. Ce qui précède montre bien que les qualités d'une lampe peuvent se déduire aussi bien d'un réseau que de l'autre. On passe sans difficulté de fig. 177-4 à fig. 177-5 (ou réciproquement). Par exemple, à partir de la fig. 177-4 nous désirons tracer la courbe donnant l'intensité anodique pour une tension anodique de 200 volts, en fonction de la tension de grille.

Traçons ABCD fig. 177-4 qui représente la tension anodique 200 volts. Pour $V_g = 0$ volt, l'intensité est représentée par A. Nous reportons ce point A sur le graphique à tracer fig. 177-5 Nous opérons de même pour chaque intersection B, C, D, etc. Il nous suffit de relier ces différents points pour obtenir la courbe cherchée. Mais on peut se demander aussi quelle est la relation entre ces deux réseaux et la surface caractéristique définie plus haut. La correspondance est évidente. Chaque courbe I_a/V_g représente l'intersection de la surface caractéristique avec un plan parallèle au plan défini par *yoz* fig. 177-3 ou, si l'on veut, perpendiculaire à l'axe V_a.

De même, chaque caractéristique I_a / V_a est une intersection de la surface caractéristique par un plan perpendiculaire à l'axe V_g.

Pour représenter un individu, on peut faire sa statue : ce qui correspond à la surface caractéristique...

On peut aussi faire une photographie de profil (caractéristique I_a/V_g). Mais les renseignements sont ainsi incomplets : on ne peut savoir, par exemple, si l'individu en question présente une dissymétrie de la face. Il pourrait fort bien avoir un œil plus grand que l'autre, ou le nez de travers. Une photographie de face (caractéristique I_a/V_a) nous renseignera là-dessus...

235-5. Cas des tubes multiélectrodes. Prenons maintenant le cas d'une penthode, par exemple. Énumérons les facteurs qui agissent sur l'intensité anodique (en laissant de côté la tension de chauffage).

1. Tension anodique (V_a) ;
2. Tension de la grille de commande (V_{g1}) ;
3. Tension de la grille écran (V_{g2}) ;
4. Tension de la grille d'arrêt (V_{g3}).

L'intensité anodique est donc une fonction de quatre variables

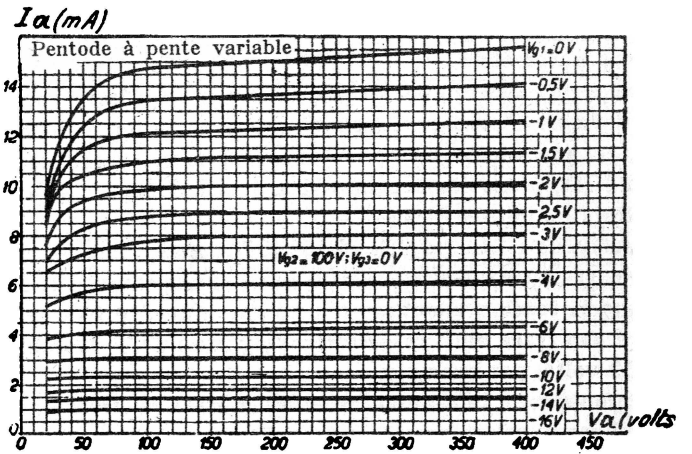


Fig. 177-6

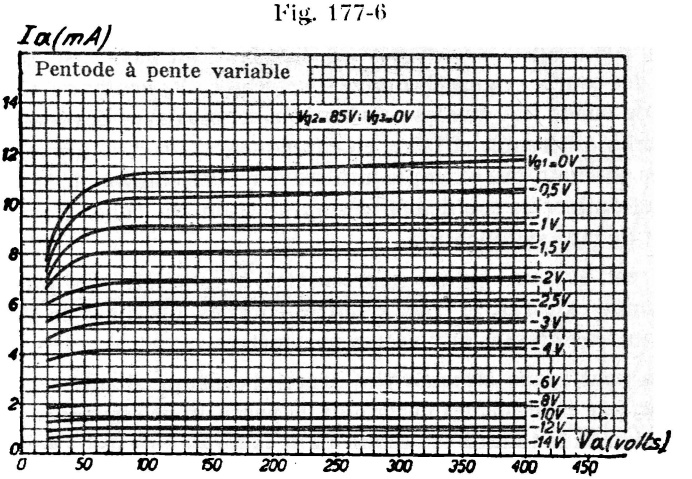


Fig. 177-7

La représentation complète à trois dimensions est donc impossible. Il faudrait imaginer un mode de représentation à cinq dimensions...

Or notre cerveau, jusqu'à présent, nous permet de percevoir seulement trois dimensions... Les mathématiciens raisonnent sans difficulté dans des univers à « *n* dimensions ». Mais nous sommes dans l'impossibilité de nous *représenter* une hyper-surface à quatre dimensions et, *a fortiori*, une hyper-hyper-surface à cinq dimensions.

Mais nous pouvons adopter la même solution que tout à l'heure. Nous fixerons un certain nombre de « variables » en les considérant comme des paramètres...

Le tube est presque toujours utilisé avec $V_{g_3} = 0$. C'est donc déjà un résultat d'acquis. Après quoi, nous fixerons V_{g_2} à une valeur donnée et nous tracerons ainsi autant de réseaux que de valeurs différentes de tension d'écran. Nous donnons fig. 177-6, fig. 177-7, fig. 177-8 un exemple des résultats obtenus (réseau I_a/V_a).

On procède de même pour le réseau I_a/V_g, mais, dans le cas d'un tube à très grande résistance interne, on simplifie souvent le tracé en notant que la tension anodique n'a qu'une influence très faible sur l'intensité. On trace ainsi une courbe moyenne fig. 177-9 valable entre 100 et 250 volts, par exemple.

Pour compléter, il faut aussi tracer les courbes relatives aux intensités de courant prises par les autres électrodes (I_{g_2} par exemple). Ce sont les caractéristiques tracées en pointillé sur le même graphique.

235-6. Remarques importantes. *a*) Il ne faudrait pas considérer l'ensemble des courbes figure 9 comme un réseau I_a/V_g ordinaire. Ce serait perdre de vue le fait que les courbes sont tracées avec des tensions de grille écran différentes et faire, en conséquence, une très grave erreur.

On ne pourrait, par exemple, utiliser deux des courbes de la figure 9 pour déterminer le coefficient d'amplification du tube. Le résultat n'aurait aucune signification.

b) Il est évident qu'une représentation complète des propriétés de la lampe exigerait le tracé d'autres courbes, obtenues en donnant des valeurs différentes aux autres paramètres.

c) On peut, dans certains cas, tracer beaucoup d'autres courbes, donnant, par exemple, les variations de pente ou de résistance interne en fonction de la tension anodique ou de la tension de grille écran.

235-7. Relevé pratique des caractéristiques. Rien n'est plus facile en théorie. Le schéma à réaliser est indiqué fig. 177-10, pour une penthode, quand on ne prévoit aucune variation de V_{g_3}, tension de la grille d'arrêt.

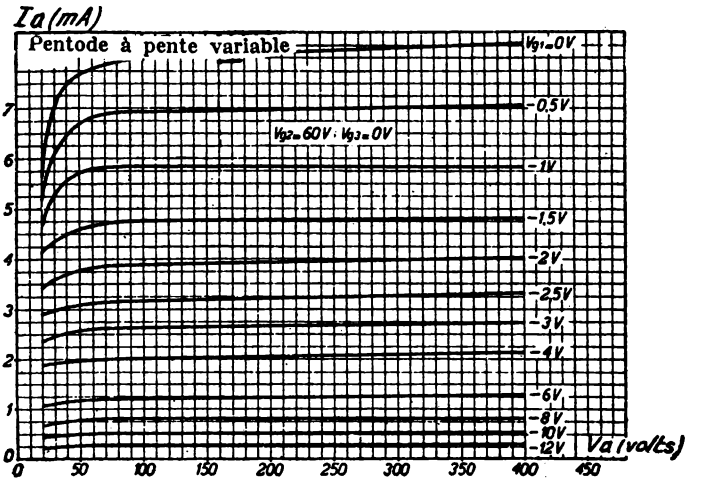


Fig. 177-8

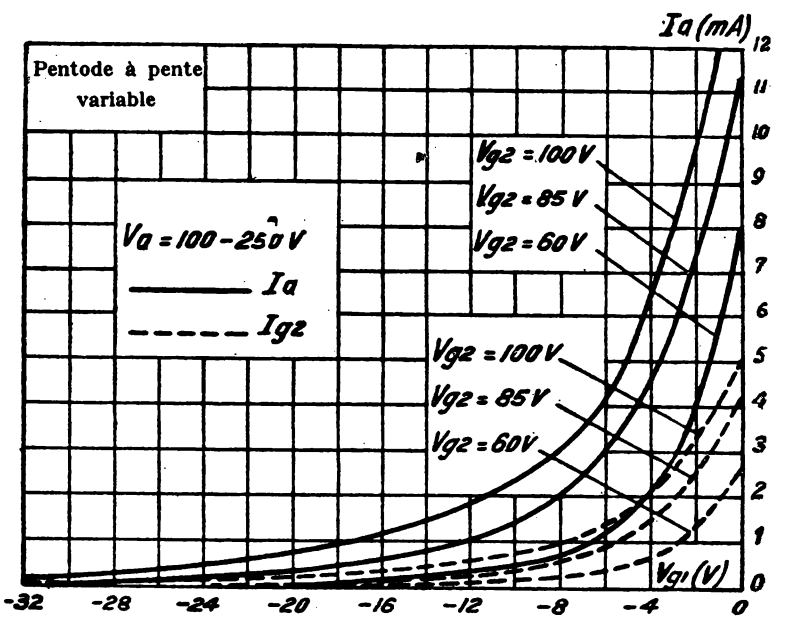


Fig. 177-9

Pratiquement, le relevé complet d'un réseau est un travail très long et très délicat. Pour que le résultat obtenu ait une valeur documentaire, il faut que les différentes tensions soient rigoureusement fixées pendant le cours d'une série de mesure. Ce résultat ne peut pas être facilement obtenu avec une alimentation sur le secteur, à moins de prévoir des dispositifs régulateurs de tension assez compliqués. Il faut remarquer, en effet, que les intensités empruntées par les différentes électrodes varient dans de notables proportions.

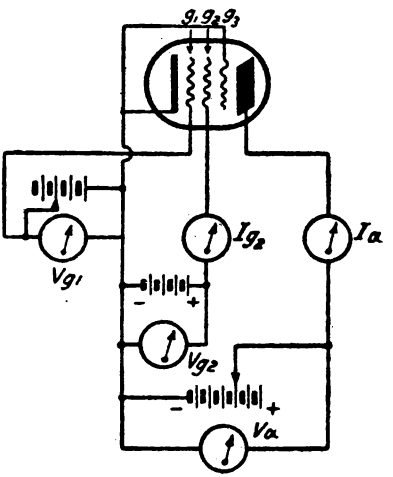


Fig. 177-10

La solution la meilleure est assurément l'emploi de batteries d'accumulateurs, dont la résistance interne est négligeable.

De plus, le relevé de certaines valeurs, pourtant essentielles, est impossible avec cette méthode statique. Supposons qu'il s'agisse, par exemple, de relever le réseau I_a/V_a d'une penthode de puissance. La tension de grille écran est fixée à 250 volts.

Quand la tension anodique est faible, l'intensité de grille écran s'accroît considérablement. On risque donc de dépasser la limite admissible. La grille écran ne peut dissiper qu'une puissance relativement faible (1,5 watt pour une dissipation anodique de 9 watts). Si l'on surcharge la grille écran, elle s'échauffe anormalement. Elle peut atteindre l'incandescence. Elle devient le siège d'une émission ther-

moélectronique anormale, ce qui vient modifier profondément le fonctionnement du tube.

Pour tourner la difficulté, il faut effectuer la mesure assez rapidement pour que la grille écran n'ait point le temps de s'échauffer. C'est ce que permet le relevé au moyen du tube à rayons cathodiques (voir plus loin).

235-8. **Utilisation des caractéristiques statiques.** Les caractéris-

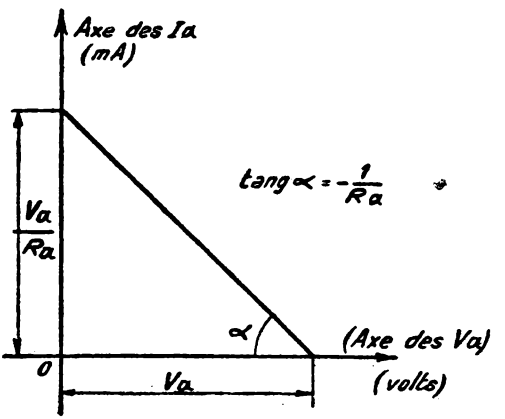


Fig. 177-11

tiques statiques permettent de déterminer les constantes essentielles d'un tube :

a) Résistance interne ;
b) Inclinaison ou pente ;
c) Coefficient d'amplification.

Pour le calcul, il est essentiel de relever un réseau ou, ce qui revient au même, d'avoir une caractéristique de chaque modèle correspondant naturellement aux mêmes paramètres auxiliaires, etc.

La caractéristique I_a/V_a donne immédiatement la valeur de la *résistance interne*, puisque l'inclinaison de cette caractéristique sur l'horizontale est égale à $-\frac{1}{\rho}$. Si la caractéristique est courbe, on trace la tangente à la courbe au point considéré.

La caractéristique I_a/V_g donne la *pente ou inclinaison*. Cette

mesure doit naturellement être faite pour une valeur de la tension de grille qui correspond à la caractéristique I_a/V_a dont on s'est servi pour mesurer l'inclinaison.

Connaissant les deux valeurs s (pente) et ρ (résistance intérieure), on en déduit facilement le coefficient d'amplification

$$\boxed{k = s \times \rho}.$$

On peut aussi mesurer directement k en utilisant les courbes. Mais nous insistons sur la nécessité de faire ces déterminations en des points correspondants des courbes. Si l'on mesure la pente pour $V_g = -3$Vet qu'on utilise une caractéristique I_a/V_a correspondant à $V_g = -10$ volts, pour déterminer ρ, on ne peut se servir de ces résultats pour en déduire k. Le calcul n'aurait absolument aucune signification.

Quand les variations sont faibles, on est parfois dans la nécessité d'utiliser une très grande étendue de caractéristique. Il en est ainsi quand on veut calculer la résistance interne d'une penthode amplificatrice de tension. On peut aussi tracer des courbes à plus grande échelle.

235-9. Trajectoire du point de fonctionnement. (v t. II, p. 181). Le fonctionnement d'un tube électronique dépend essentiellement de la tension appliquée effectivement sur les différentes électrodes, Dans le cas où l'impédance placée dans le circuit de plaque est nulle, la tension anodique effective est égale à la tension d'alimentation. Les conditions de fonctionnement sont déterminées par les caractéristiques dont il vient d'être question et qui sont les *caractéristiques statiques.*

Quand une impédance est placée dans le circuit d'anode, il faut éventuellement tenir compte de la chute de tension dans cette impédance. Nous avons montré, dans le tome II, que la trajectoire du point de fonctionnement n'est plus la caractéristique statique : *c'est la caractéristique dynamique.*

Dans le réseau I_a/V_a quand aucune impédance n'est disposée dans le circuit anodique, le point de fonctionnement se déplace sur la verticale définissant la tension anodique. Ainsi, dans le cas du tube triode AC 2 fig.177-4 le point de fonctionnement se déplacerait sur la verticale AD si la tension anodique était de 200 volts.

Le point de repos est fixé par la polarisation appliquée à la grille. Ainsi, pour $V_{g_1} = -2$ volts, ce serait le point C.

Mais l'introduction d'une impédance ou, comme on dit encore, d'une « charge » dans le circuit anodique change évidemment cette situation.

Le fonctionnement du tube suppose le passage d'une certaine intensité de courant anodique. Il en résulte nécessairement l'apparition d'une tension aux bornes de la charge. La tension effectivement appliquée est égale à la résultante entre la tension anodique continue et la tension dans l'impédance de charge.

Ainsi, la trajectoire du point de fonctionnement n'est plus la verticale que nous avons définie plus haut. Suivant la nature de l'impédance de charge, on est amené à distinguer différents cas.

1) *La charge est une résistance pure.* — Dans ce cas, il est évident que l'intensité de courant et la tension aux bornes de la charge sont toujours en phase. Il s'agit donc toujours d'une chute de tension. La valeur de cette dernière est évidemment $R_a \times I_a$ si R_a est la résistance de charge et L_a l'intensité de courant.

Il en résulte que la trajectoire du point de fonctionnement est définie par l'expression

$$y = V_a - R_a I_a,$$

qui est l'équation d'une droite. On voit immédiatement que cette droite coupe l'axe des abscisses au point V_a, tension anodique (ce qui était évident *a priori*). Son coefficient angulaire est $-1/R_a$. Elle coupe l'axe des ordonnées au point $I_a = \dfrac{V_a}{R_a}$ valeur obtenue en faisant $y = 0$.

2) *La charge est une réactance pure.* — C'est évidemment un cas limite essentiellement théorique, mais qu'il est bon d'étudier pour en déduire des conséquences pratiques. Ce serait le cas d'une lampe dont le circuit anodique comporterait une bobine de self-induction pure, c'est-à-dire sans résistance et sans capacité, ou une capacité pure. Soit S_a la valeur de la réactance à la fréquence considérée. On peut déjà observer que la tension entre les extrémités de la réactance est *fonction de la fréquence*. Il en résulte que la trajectoire du point de fonctionnement n'est valable que pour une fréquence donnée. De plus, il y a un déphasage de 90° entre l'intensité de courant dans la réactance et la tension entre ses extrémités.

La trajectoire du point de fonctionnement est alors une ellipse

dont les axes sont parallèles aux coordonnées (fig. 177-12). Le point **0 est le point de repos, déterminé par les tensions continues appliquées à la lampe** (V_a, V_{a1}, V_{a2}, etc...). **S'il s'agit d'une réactance de self-induction (inductance), l'intensité de courant est *en retard* sur la tension entre les extrémités de l'inductance, et le sens de parcours est indiqué par la flèche. Le sens serait inversé pour une réactance de capacité** ($S_a < 0$).

Au point D, comme au point C, la composante alternative du cou-

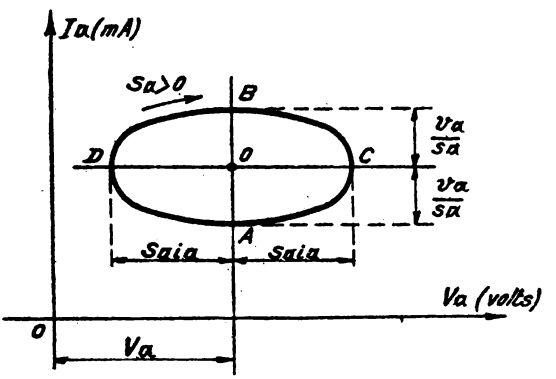


Fig. 177-12

rant anodique est nulle. Il en résulte que l'intensité anodique est la même qu'au repos (ordonnée du point 0).

Par contre, la tension alternative V_a **est maximum en C et égale à** $S_a I_a$. **Elle est minimum en D (même valeur absolue, mais le signe est opposé). Nous pouvons ainsi déterminer l'axe horizontal de l'ellipse. Aux points A et B, la composante alternative de la tension anodique est nulle, d'où il résulte que la tension instantanée est égale à la tension anodique continue. Par contre, l'intensité alternative instantanée est maximum.**

L'ellipse est naturellement parcourue à la fréquence du courant alternatif appliqué à la grille. Dans le cas d'une réactance de self-induction, si la fréquence diminue, l'axe horizontal devient de plus en plus petit. Pour une fréquence nulle (courant continu), l'ellipse se réduit à l'ordonnée définie par V_a **(cas de la caractéristique statique).**

Si la fréquence augmente, c'est, au contraire, AB qui tend vers zéro.

S'il s'agit d'une réactance de capacité, on arrive aux conclusions inverses.

La trajectoire dans le réseau I_a / V_a est aussi une ellipse. Le sens de rotation des aiguilles d'une montre correspond à une *réactance* de self inducteur.

3. *La charge est une impédance complexe.* — Le circuit comporte alors : capacité, self-induction et résistance.

C'est une combinaison des deux cas précédents. La trajectoire est

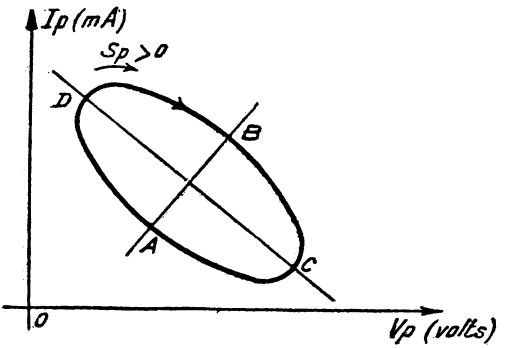


Fig. 177-13

encore une ellipse décrite dans un sens ou dans l'autre, suivant le sens de la réactance.

L'ellipse n'a plus ses axes parallèles aux axes coordonnées. L'inclinaison des axes est déterminée par la valeur de résistance (1). A la fréquence de résonance, l'inductance est exactement compensée par la capacitance et la courbe se réduit alors à la droite de charge. De part et d'autre de la résonance, la trajectoire est une ellipse décrite dans le sens de la flèche (fig. 177-13) pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance et dans l'autre sens pour les fréquences supérieures. L'axe AB devient de plus en plus grand de part et d'autre de la résonance.

Ces quelques indications nous permettent de saisir les difficultés d'une étude complète. Dans la plupart des cas pratiques, on simplifie considérablement le problème en admettant que les impédances de charge sont de nature ohmique. Il faut bien s'entendre sur ce terme.

On admet, par exemple, que l'impédance équivalente d'un haut-parleur est de 7 000 ohms. On veut dire par là que, *pour toutes les*

(1) La droite DC n'est toutefois pas la droite de charge qui correspondrait à R_a

fréquences usuelles, le haut-parleur se comporte comme une résistance pure de 7 000 ohms. En courant continu, on suppose que sa résistance est négligeable ou, du moins, qu'elle a une valeur déterminée qu'il convient de nous fournir. Il ne faut pas perdre de vue qu'il s'agit là d'une approximation admissible seulement entre certaines limites. L'examen à l'oscillographe nous révélera l'existence de l'ellipse de charge.

Ces réserves étant exprimées, il est clair qu'avec l'hypothèse faite la trajectoire du point de fonctionnement se réduit alors à une courbe

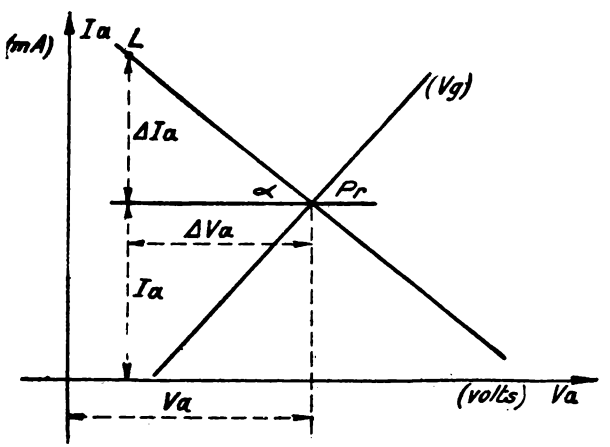


Fig. 177-14

sans épaisseur : droite de charge dans le réseau L_a/V_a et caractéristique dynamique dans le réseau I_a/V_a Nous allons examiner rapidement les différents cas qui peuvent se présenter.

235-10. Charge nulle en continu et ohmique en alternatif. La droite de charge passe nécessairement par le point de repos qui est fixé, d'une part, par la tension anodique et, d'autre part, par la polarisation de grille ou, ce qui revient au même, par l'intensité du courant anodique Fig. 177-14

L'inclinaison de la droite de charge est, comme précédemment, donnée par $\text{tg}\,\alpha = -1/Z_a$. Pratiquement, il sera plus simple de déterminer un second point de la droite de charge L à l'aide de deux varia-

tions ΔV_a et ΔI_a, choisies arbitrairement, mais telles que l'on ait

$$Z_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

Par exemple, si $Z_a = 10\,000$ ohms, on prendra

$$\Delta V_p = 100 \text{ volts},$$

d'où

$$\Delta I_a = 10 \text{ milliampères ou } 10^{-3} \text{ ampère.}$$

On a bien, en effet

$$10\,000 = \frac{100}{10 \times 10^{-3}}.$$

235-11. Charge ayant une valeur déterminée en continu et une autre en alternatif. — Soit à déterminer la droite de charge dans le

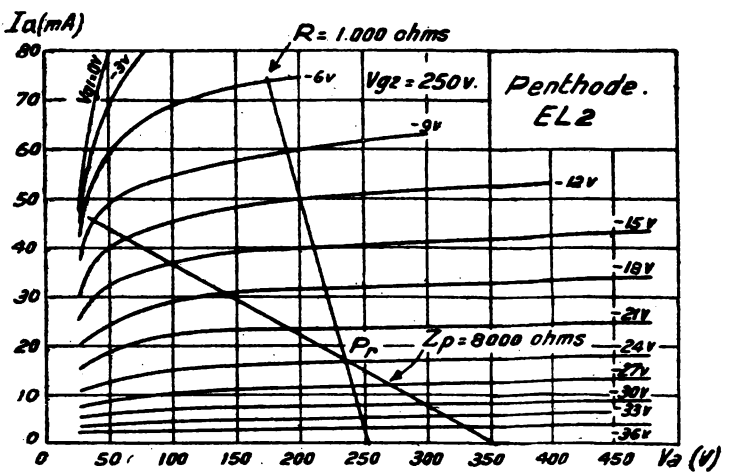


Fig. 177-15

cas suivant : le transformateur d'adaptation d'un haut-parleur à une résistance de 1 000 ohms. La charge équivalente en alternatif est de 8 000 ohms. La tension anodique est de 250 volts. La polarisation de grille est de — 24 volts.

On construit d'abord fig 177-15 la droite 1 000 ohms qui passe par le point 250 volts. Son intersection avec la caractéristique — 24 volts

donne le point de repos P_r. A partir de ce point, on construit une

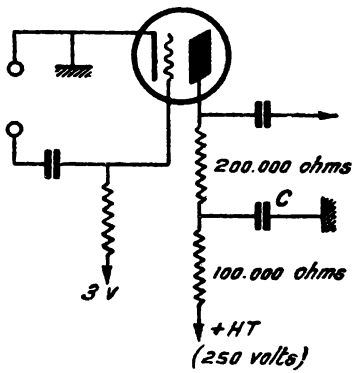


Fig. 177-16

seconde droite correspondant à 8 000 ohms et qui est la droite de charge définitive.

Autre cas. — On peut traiter de la même manière de nombreux

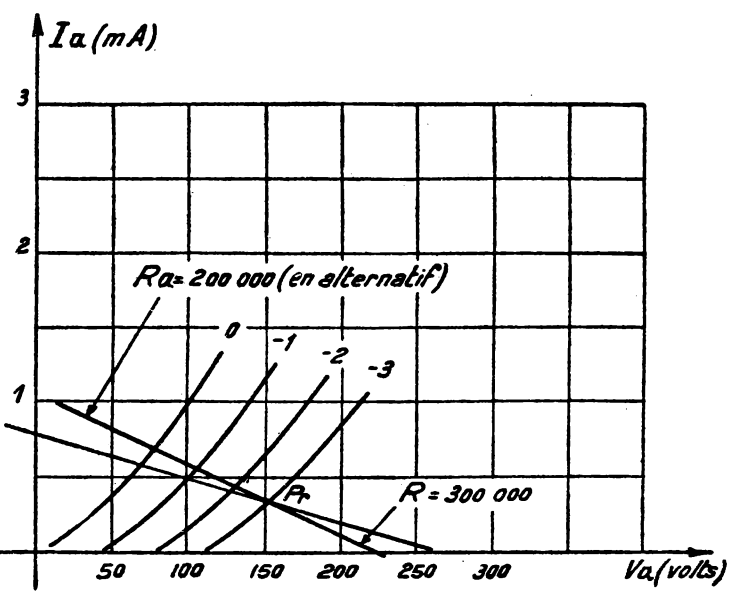


Fig. 177-17

problèmes pratiques. Nous donnerons un dernier exemple. Soit le dispositif fig 177-16. La charge *en courant continu* est de 300 000 ohms. En courant alternatif, la charge est de 200 000 ohms seulement. Il est évident, en effet, que le condensateur C a été choisi de telle sorte que, dans la gamme des fréquences utiles, son impédance soit négligeable par rapport à 100 000 ohms.

Il faut d'abord chercher le point de repos. Pour cela, nous traçons la droite de charge 300 000 ohms, qui coupe l'axe des abscisses au point 250 V (fig. 177-17). Son intersection avec la caractéristique — 3 V nous donne le point de repos P_r. A partir de ce dernier, nous traçons la droite de charge définitive, utilisable en courant alternatif, et qui correspond à 200 000 ohms.

b. Emploi pratique des caractéristiques.

Généralités. — Nous ne reviendrons pas en détail sur les possibilités offertes par l'emploi des données précédentes. Nous renvoyons nos lecteurs au tome II, pages 199 et suivantes.

Parmi les applications possibles, nous retiendrons plus spécialement la détermination des conditions de fonctionnement d'un étage amplificateur, la prévision de la distorsion, la détermination de la puissance, etc...

235-12. Étage amplificateur en tension. Il s'agit de déterminer les éléments de fonctionnement d'un étage couplé par résistance. Les caractéristiques sont données fig. 177-18. Les constantes moyennes données par le constructeur sont :

$$k = 30,$$
$$\rho = 15\,000 \text{ ohms},$$
$$s = 2 \text{ mA/volt}.$$

Nous désirons obtenir un gain aussi élevé que possible. Il faut donc, en conséquence, utiliser une charge grande par rapport à la résistance interne. Nous pouvons adopter 100 000 ohms. Traçons la droite de charge.

Notons tout de suite que dans le fonctionnement normal, si l'on veut éviter le courant de grille, la tension instantanée de grille ne doit pas aller au delà de — 1,3 à 1 — 1,5 volt, ce qui nous fixe la zone hachurée du croquis dans laquelle le point de fonctionnement ne doit point pénétrer.

En observant la droite de charge, on constate que les différentes caractéristiques coupent des segments à peu près égaux, jusqu'à environ — 6 volts. Au delà, les différences de longueur s'accusent, ce qui signifie évidemment que la distorsion devient importante. On pourrait voir cet effet d'une manière encore plus nette en traçant la caractéristique dynamique. On constaterait qu'elle devient fortement courbée à partir de 5,5 volts.

Il faut donc considérer ce dernier chiffre comme une limite. En consé-

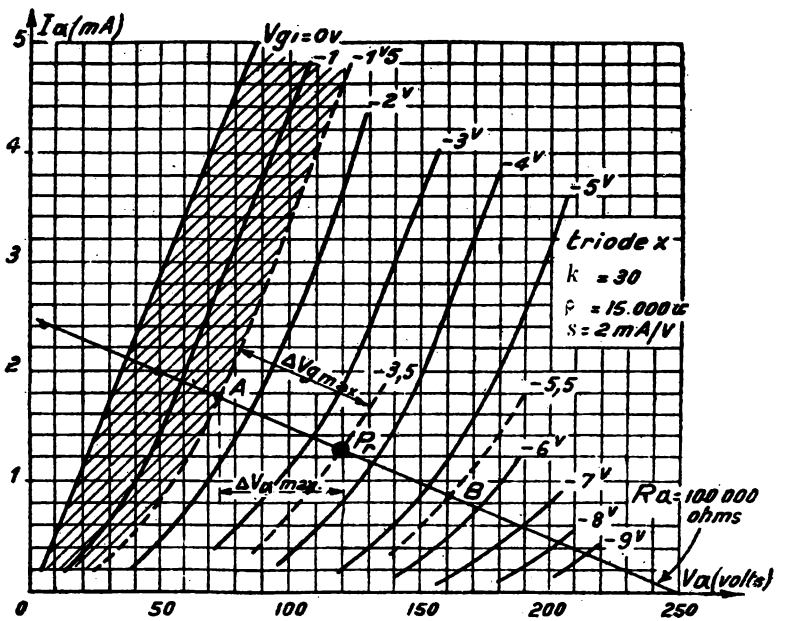


Fig. 177-18

quence, la partie utilisable s'étend de — 5,5 volts à — 1,5 volt, c'est-à-dire sur une variation totale de tension de 4 volts.

Le point de repos sera donc situé sur la courbe :

$$1{,}5 + \frac{4}{2} = 3{,}5 \text{ volts.}$$

Ainsi, l'élément essentiel : la polarisation de grille, se trouve déterminé. Nous pourrons appliquer au maximum une *tension maximum* de

2 volts sur la grille du tube. En tension sinusoïdale, la valeur efficace correspondante serait de $2 \times 0{,}707 = 1{,}41$ volt — ce qui ne signifie d'ailleurs pas grand'chose, car les tensions soumises à l'amplification ne sont généralement pas sinusoïdales.

La tension amplifiée dans le circuit de plaque est au maximum ΔV_p, c'est-à-dire 45 volts max — ou environ 31 volts efficaces (en valeurs sinusoïdales).

Le gain en tension est donc de :

$$\frac{45}{2} = 22{,}5.$$

La tension moyenne continue effectivement appliquée à la plaque est de 120 volts.

La chute de tension dans la résistance de charge est de 130 volts.

L'intensité anodique moyenne est de 1,3 mA environ.

Dans ces conditions, la résistance à insérer dans la cathode, pour obtenir la polarisation de 3,5 volts, est de :

$$\frac{3{,}5}{1{,}3} \times 10^3 = 2\,700 \text{ ohms environ.}$$

235-13. Cas d'un étage de puissance (classe A). **Il existe un facteur limitatif supplémentaire quand il s'agit d'un tube de sortie : c'est la puissance que peut normalement dissiper l'anode, sans atteindre une température excessive.**

Cette puissance est égale à $W_d = V_a I_a$.

Il est particulièrement commode de placer sur le réseau des caractéristiques la branche d'hyperbole équilatère qui donne la puissance maximum admissible $W_{d\,max}$, en fonction de V_a et de I_a. Il est évident que le point de repos doit, tout au plus, être situé sur cette hyperbole fig. 177-19D'autre part, la puissance modulée, c'est-à-dire utile, étant une fraction de la puissance dissipée, on a évidemment intérêt à utiliser le tube au maximum de puissance dissipée. Il en résulte que le point de repos est effectivement situé sur cette hyperbole.

D'autre part, la charge optimum se détermine comme il a été indiqué plus haut. Cette charge étant connue, la direction de la droite de charge est fixée. Pour situer le point de fonctionnement, il faut déplacer la droite de charge parallèlement à elle-même, jusqu'à lui faire occuper la position qu'on juge la plus favorable.

Ce point est d'ailleurs souvent fixé automatiquement par la tension maximum anodique que peut supporter la lampe.

Notons (fig. 177-19) que cette droite de charge peut sans inconvénient couper l'hyperbole de puissance maximum. L'essentiel, c'est que le point de repos soit en bordure. Même si la puissance moyenne en charge dépasse légèrement la limite admise, cela n'a pas d'importance, car la puissance dissipée par l'anode est égale à la puissance empruntée à la batterie diminuée de la puissance utile.

235-14 Cas d'un tube triode, charge optimum. Nous avons succinctement indiqué § 215 et 216 quelles sont les considérations qui per-

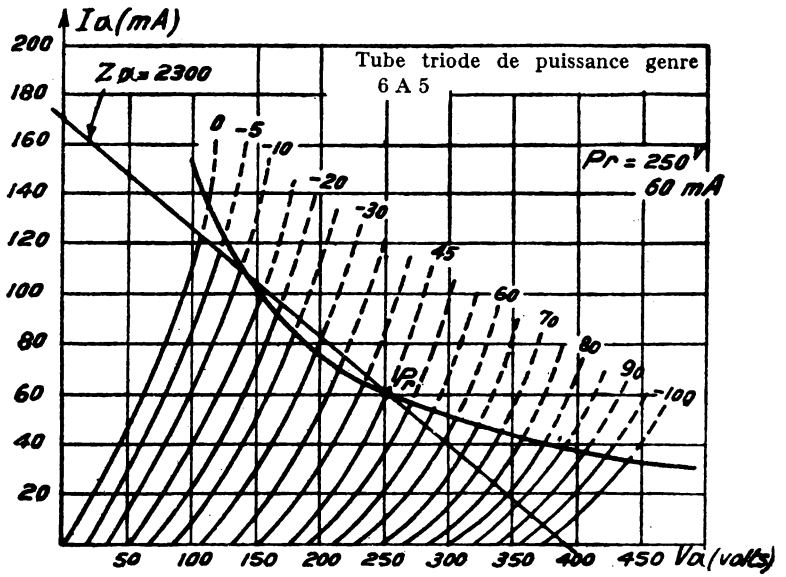


Fig. 177-19

mettent de déterminer l'impédance de charge optimum. Sans doute serait-il intéressant de préciser ce point particulier. Rappelons que l'impédance optima est celle qui concilie au mieux les deux conditions antagonistes : *maximum de puissance* utile, pour un *minimum de distorsion.*

Nous avons montré que, dans les conditions habituelles de fonctionnement d'un tube triode, le maximum de puissance utile est obtenu pour une résistance de charge égale au double de la résistance interne.

Mais ce point de vue ne tient pas compte de la distorsion. Repre-

nons l'exemple du même tube que précédemment, dont le réseau $I_a V_{a'}$ est donné (fig. 177-19).

Adoptons différentes valeurs de la charge et, pour chacune de ces valeurs, traçons le graphique qui donne la puissance utile en fonction de la distorsion (1). Le résultat est donné fig. 177-20. La zone hachurée à droite, délimitée par une courbe, est celle dans laquelle apparaît le

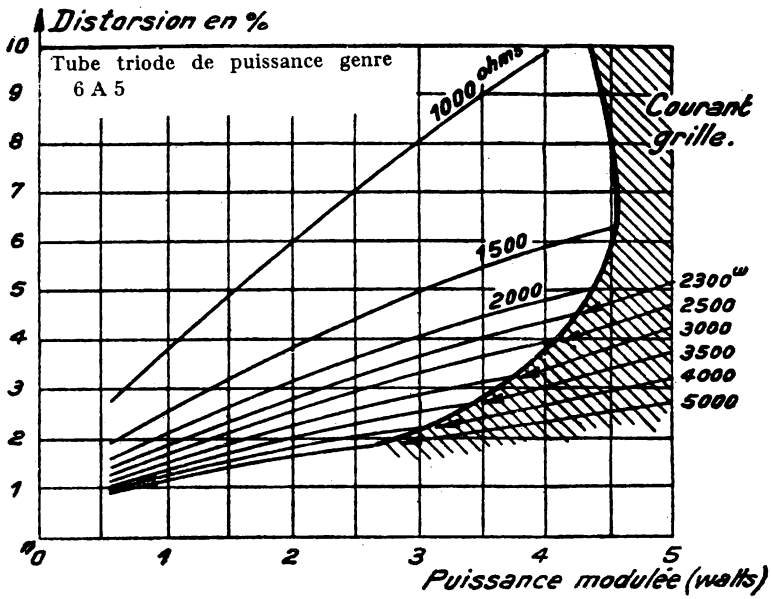


Fig. 177-20

courant de grille. Les courbes sont donc utilisables exclusivement dans la partie de gauche.

Le graphique nous montre différents points intéressants :

a) Le maximum de puissance correspond effectivement au double de la résistance interne (1 340 ohms) ;

b) La distorsion est d'autant plus faible que la charge est plus élevée, pour une *puissance donnée ;*

c) La puissance maximum diminue très rapidement quand la charge

(1) Voir plus loin la détermination de la distorsion.

augmente. Ainsi, avec une charge de 5 000 ohms, on ne peut obtenir plus de 2,5 watts modulés.

On peut en conclure que, si l'on utilise un tube triode de sortie, *avec une grande réserve de puissance*, il est intéressant d'utiliser une charge plus élevée que la charge optima.

On voit nettement, sur la fig177-20, que la valeur de 2 300 ohms concilie au mieux les deux conditions posées.

235-15. Tube pentode en classe A. La forme générale de la caractéristique I_a/V_a pour une pentode est donnée fig. 177-21. Dans la région

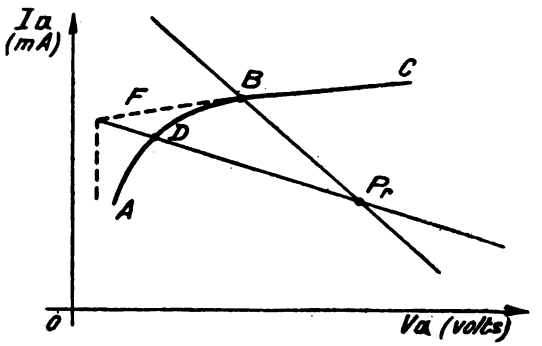


Fig. 177-21

BC, l'intensité de courant varie très peu pour des variations relativement grandes de la tension plaque. Il en résulte que, dans cette région, la caractéristique dynamique se confond avec la caractéristique statique.

Augmenter la charge, c'est évidemment utiliser des régions dans lesquelles la courbure deviendra plus notable(fig177-21charge PrD). La caractéristique dynamique est donc confondue avec la caractéristique statique pour les tensions instantanées de grille fortement négative. Mais elle s'en détache quand le potentiel instantané s'approche des valeurs positives, et, *a fortiori*, quand la grille est positive, comme c'est le cas pour certains modes de fonctionnement (avec courant de grille).

Cet effet apparaît très nettement sur la fig177-22. Nous avons tracé la caractéristique dynamique pour la charge normale (7 000 ohms) et pour une charge légèrement plus élevée (10 000 ohms) (fig.177-23).

On peut donc prévoir qu'en augmentant la charge on augmentera

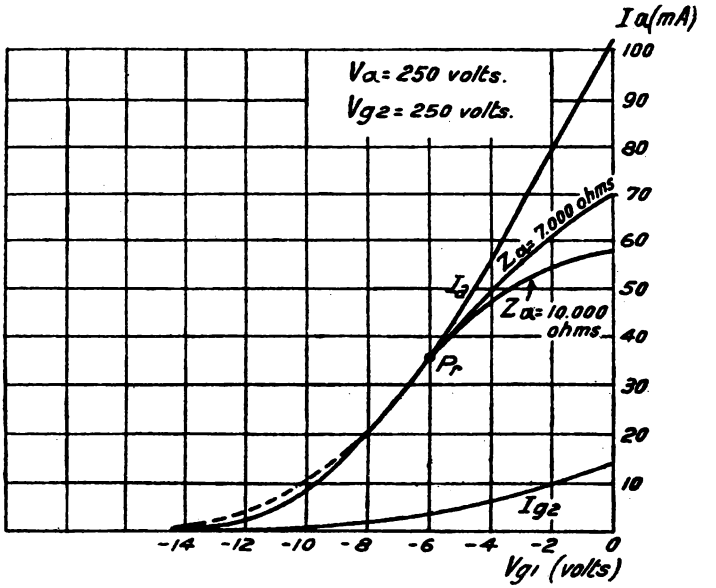


Fig. 177-22

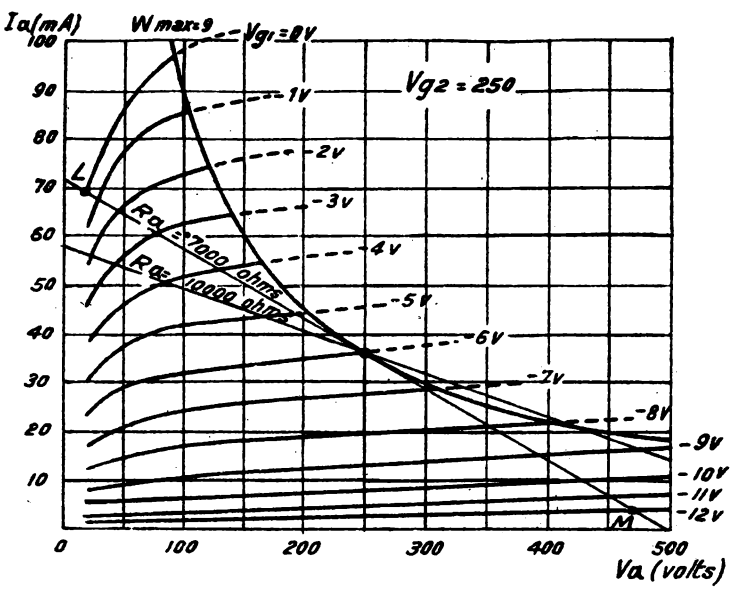


Fig. 177-23

la distorsion. C'est l'inverse de ce que nous avons constaté pour le tube triode.

Pour obtenir le maximum de puissance, il faut utiliser le tube à son maximum d'intensité anodique. Les limites de tension instantanée de grille sont, d'une part, la courbure inférieure et, d'autre part, la tension que l'on choisit pour limite (suivant la classe de fonctionnement). Dans le cas de la fig177-22, la polarisation normale (voir courbe I_a/V_g) est de — 6 volts, en admettant que le potentiel instantané de grille puisse atteindre zéro volt.

Si I_p est l'intensité de repos, l'intensité alternative de pointe pourra atteindre :

$$I_a - I_l,$$

I_l étant la valeur inférieure choisie.

La charge doit être telle que le potentiel minimum de plaque soit V_l, à ce moment-là ; valeur limite inférieure choisie.

Donc :

$$V_l = V_a - Z_a\ (I_a - I_l)$$

D'où :

$$\boxed{Z_a = \frac{V_a - V_l}{I_a - I_l}}.$$

On admet souvent, pour simplifier que la tension instantanée de plaque peut descendre jusqu'à zéro volt (d'où $V_l = 0$) que l'intensité instantanée peut également s'annuler (d'où $I_a = 0$) et

$$\boxed{Z_a = \frac{V_a}{I_a}}.$$

Puissance et rendement (en valeurs sinusoïdales). — La puissance développée dans la charge est :

$$W_m = \frac{1}{2}(I_a - I_l)^2 Z_a$$

$$\boxed{= \frac{1}{2}(I_a - I_l)\ (V_a - V_l)}.$$

Si $V_{a\ max}$ est la valeur de pointe de la tension aux bornes de la

charge Z_a et si $I_{a\ max}$ est la valeur de pointe de l'intensité de courant dans la charge, on a encore :

$$W_m = \frac{1}{8}(V_{a'\ max} - V_l)(I_{a\ max} - I_l).$$

La puissance fournie par la source anodique est :

$$W_d = V_a I_a$$

Il en résulte que le rendement anodique est :

$$= \frac{W_m}{W_d} = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{I_l}{I_a}\right)\left(1 - \frac{V_l}{V_a}\right).$$

Dans l'hypothèse faite à la fin du précédent paragraphe

$$V_l = 0 \text{ et } I_l = 0.$$

Ce rendement est égal à $\frac{1}{2}$ ou 50 p. 100.

Toutes les valeurs nécessaires aux calculs se lisent facilement sur le graphique.

Chercher, par exemple, la puissance maxima que peut fournir la penthode fig177-22 avec $Z_a = 7\ 000$ ohms.

La trajectoire utilisable se limite aux points L et M, pour lesquels on trouve (fig. 177-23);

$$L \begin{cases} I_{a\ max} = 70 \text{ mA} \\ V_l = 20 \text{ volts.} \end{cases}$$

$$M \begin{cases} I_l = 4 \text{ mA} \\ V_{a\ max} = 470 \text{ volts.} \end{cases}$$

D'où :

$$W_m = \frac{1}{8}(470 - 20)(0{,}070 - 0{,}004).$$

$$= 3{,}7 \text{ watts environ.}$$

En prenant $V_l = 0$ et $I_l = 0$, on aurait évidemment trouvé la valeur nettement optimiste de 4,5 watts, correspondant exactement à la moitié de la puissance anodique.

236 . **Tétrodes à concentration électronique.** Tout ce qui précède s'applique aux tétrodes à concentration électronique (6L6, 6AQ5 25L6, etc...), dont les propriétés générales sont les mêmes que celles des

penthodes. On notera cependant que la courbure de la caractéristique I_a/V_g est beaucoup plus abrupte (fig177-21courbe en pointillé). La droite de charge coupe ainsi la courbe dans la partie horizontale. Il en résulte que la caractéristique dynamique a une forme parabolique, comme celle des tubes triodes. La courbure est, d'ailleurs, très fortement prononcée, d'où il résulte une distorsion notable. Cette question sera traitée plus loin.

CHAPITRE XII *ter*

ÉTUDE COMPLÉMENTAIRE DE L'AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE

MONTAGE PUSH-PULL OU SYMÉTRIQUE.

237-1. Généralités. — Le principe du montage a été donné dans les par. 225-226. Il est utile de préciser certains détails. On dit que les deux tubes travaillent en opposition Fig.178-1 Le principal avantage est l'élimination de tous les harmoniques de rang pair : alors que les tensions utiles produites par chaque tube sont déphasées de 180°, les composantes harmoniques paires sont en phase dans le transformateur de sortie et se détruisent. Le mécanisme physique de cet effet est facile à comprendre.

Il y a production d'harmoniques pairs quand la caractéristique dynamique est parabolique. Cela veut dire que le gain est d'autant plus grand que la tension instantanée de grille se rapproche davantage de zéro volt. Ainsi, quand le gain d'une lampe croît, le gain de l'autre décroît. Si le point de repos est bien choisi, les deux résultats amènent une compensation parfaite.

En fonctionnement normal, aucun courant modulé ne circule dans la jonction pointillée Fig. 178-1. On peut donc admettre que les deux tubes sont en série. D'après cela, il faudrait déterminer la charge optimum comme s'il s'agissait d'un tube de résistance interne double, c'est-à-dire doubler la charge.

Mais, dans l'étude du tube triode en classe A, nous avons reconnu qu'il ne fallait pas choisir l'impédance de charge fournissant le maximum de puissance, parce *que, dans ces conditions, la distorsion par harmonique II devenait excessive.* Or le montage symétrique nous permet d'éviter cette limitation. Ainsi, il est possible, sans distorsion, de choisir une charge plus faible par tube, fournissant un rendement anodique beaucoup plus élevé.

Il est très important de bien comprendre certains points particuliers du fonctionnement.

La charge effectivement appliquée au tube I est due, pour une part,

à l'impédance Z agissant à travers le transformateur, et celle due, pour une autre part, à la réaction du tube II à travers le demi-primaire du transformateur Fig. 178-1

Si nous voulions réaliser, par exemple, Z = ρ (résistance interne d'un tube) = 1 000 ohms, il faudrait que l'impédance du transformateur de sortie, de plaque à plaque, fut de 4 000 ohms. Il y aurait 2 000 ohms pour tenir compte du fait qu'un tube ne débite qu'à tra-

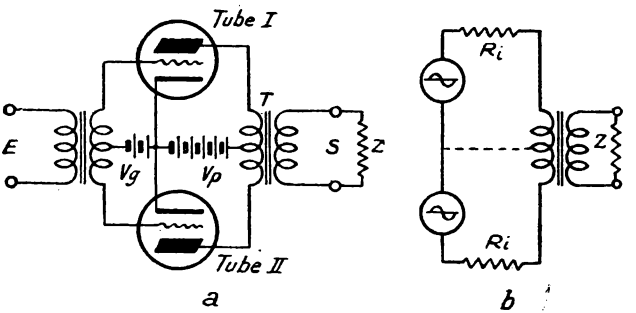


Fig. 178-1

vers un demi-primaire et 2 000 ohms pour tenir compte de la réaction de l'autre tube. Certains auteurs, considérant la charge moyenne au lieu de considérer la charge instantanée, concluent Z = 2 ρ, au lieu de Z = 4 ρ.

237-2. Construction des caractéristiques composées. — L'étude précise de l'étage, comportant détermination de la charge optimum, se fait au moyen des caractéristiques composées.

On trace les deux réseaux I_a/V_a Fig. 178-2 des tubes, en inversant les deux échelles l'une par rapport à l'autre, mais de telle sorte que la tension anodique de fonctionnement coïncide pour les deux familles. Dans le cas choisi figure 2 , la tension choisie était 250 volts.

Les caractéristiques composées sont obtenues en faisant la moyenne des intensités pour les caractéristiques correspondant au même potentiel instantané de grille.

Si l'on choisit une polarisation de 50 volts (cas de la fig. 178-2), les polarisations instantanées de repos sont — 50, ce qui correspond à un signal nul. On fait donc la moyenne des deux caractéristiques I_a/V_a pour V_g = — 50 volts. La ligne est, dans le cas de la figure, idéalement droite. Cela prouve que la valeur de polarisation choisie est correcte.

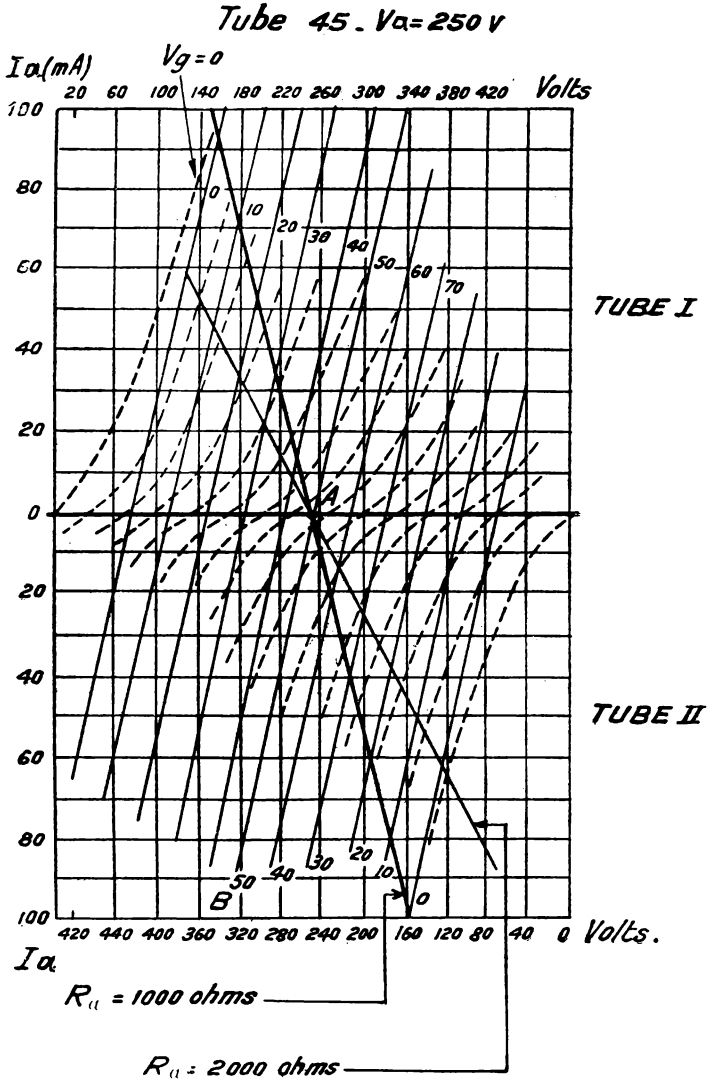

Tube 45 . Va= 250 v
Ia(mA)
Vg = 0
20 60 100 140 180 220 260 300 340 380 420 Volts
100
80
60
40
20
0
20
40
60
80
100
0 10 20 30 40 50 60 70
TUBE I
A
B
50 40 30 20 10 0
TUBE II
420 440 400 360 320 280 240 200 160 120 80 40 0 Volts.
Ia
Ra = 1000 ohms
Ra = 2000 ohms

Fig. 178-2

Si la caractéristique composée présentait une courbure, on en pourrait conclure que la polarisation est mal choisie.

Les autres caractéristiques composées sont obtenues en combinant les courbes correspondantes.

Par exemple : signal + 10 volts courbes { — 40 volts, tube I. / — 60 volts, tube II.

signal — 10 volts { — 60 volts, tube I. / — 40 volts, tube II.

signal — 40 volts { — 10 volts, tube I. / — 90 volts, tube II, etc.

La construction nous donne ainsi un réseau de caractéristiques qui sont pratiquement aussi droites que les caractéristiques idéales qui ont été définies plus haut.

237-3. Charge optimum. Droite de charge. Puissance. — La droite de charge passe nécessairement par A. On peut chercher la position fournissant un rendement anodique élevé et une distorsion faible.

Par suite de la suppression de la courbure, les conditions de charge optimum sont beaucoup moins impératives que dans un montage ordinaire.

Il faut noter que, par suite des principes de notre construction, la droite de charge du graphique, établie pour 1 000 ohms, correspond, de plaque à plaque, à une résistance quatre fois plus grande, soit 4 000 ohms, encore que, en classe A, certains auteurs concluent que, de plaque à plaque, la charge sera 2 000 ohms, car ils considèrent l'impédance moyenne.

La puissance fournie par les deux tubes est donnée par :

$$W_m = \frac{I_{a\ max.}\ (V_{a\ cr.} - V_{a\ min.})}{2}$$

Dans l'exemple étudié, en admettant que le potentiel instantané de grille puisse descendre jusqu'à zéro volt, on aurait

$$\begin{cases} I_{a\ max.} = 0{,}095\ \text{A.} \\ V_{a\ cr.} = 250\ \text{volts.} \\ V_{a\ min.} = 150\ \text{volts.} \end{cases}$$

D'où :

$$W_m = \frac{0{,}095 \times 100}{2} = 4{,}25\ \text{watts.}$$

Il est facile de montrer qu'une augmentation de la charge apporterait une diminution de puissance.

Avec une charge double (4 000 ohms de plaque à plaque), on aurait

$$W_m = \frac{0{,}060 \times (250 - 130)}{2} \quad \text{ou} \quad 3{,}6 \text{ watts.}$$

237-4. Caractéristique composée. A partir de la construction fig. 178-2, il est facile d'établir directement la caractéristique dynamique composée (voir fig. 171,). Cette courbe permet de faire des mesures de distorsion, comme il sera indiqué plus loin.

ÉTAGES DE SORTIE EN CLASSE B.

237-5. Bases. Dans le fonctionnement en classe A, l'intensité moyenne de courant anodique ne varie théoriquement pas. En d'autres termes, on suppose que la caractéristique dynamique est idéalement droite (cas de la triode) ou qu'elle est parfaitement symétrique par rapport au point de repos (cas de la penthode). En tout cas, les variations d'intensité moyenne demeurent très faibles. La puissance utile est une fraction de la puissance anodique. Il résulte de ce mode de fonctionnement que le rendement demeure faible. Il est au maximum de 50 p. 100. On peut atteindre ce maximum avec des penthodes ou tétrodes. Pour les triodes de faible puissance, sous une tension anodique réduite, on ne dépasse guère 25 p. 100. Le fonctionnement en *classe B* a été imaginé pour augmenter le rendement.

Le tube est polarisé de telle sorte que le point de repos corresponde à l'annulation du courant anodique. On peut aussi utiliser des tubes spéciaux, tels qu'avec une tension grille nulle le courant anodique soit nul. Il s'agit alors obligatoirement d'amplificateur classe B *avec courant de grille.* Nous reviendrons plus loin sur cette question.

Pour simplifier l'étude, on admet généralement que les caractéristiques sont idéalement droites.

Mais il résulte de la définition précédente qu'une lampe ne peut reproduire que les alternances d'un certain sens. Il en résulterait une distorsion inadmissible. On tourne la difficulté en utilisant un montage symétrique, ou push-pull (Fig. 178-1 *a*).

237-6. Charge optimum. Puissance maximum. Rendement. — Chaque lampe n'utilise que la moitié de l'enroulement primaire du

transformateur. Tout se passe donc comme si la totalité de l'enroulement primaire était parcourue par une intensité de courant dont la valeur maximum ou de crête serait $I_{a\ max}/2$. Dire que l'intensité de crête d'un courant est de 1 ampère, cela signifie que l'intensité au cours d'une période passe de — 1 à + 1 ampère. La *variation* totale est de 2 ampères.

Soit Z_a l'impédance existant entre les deux plaques. La chute de tension totale dans la charge est

$$\frac{I_{a\ max.}}{2} \times Z_a.$$

C'est-à-dire, pour un tube, entre cathode et plaque,

$$\frac{1}{4} I_{a\ max.} \times Z_a.$$

Le potentiel minimum instantané atteint par chacune des anodes est :

$$V_l = V_a - \frac{1}{4} I_{max} Z_a.$$

D'où

$$\boxed{Z_a = 4 \frac{V_a - V_l}{I_{a\ max}}}.$$

On voit que la charge optimum varie avec la puissance modulée fournie par l'amplificateur, puisqu'elle est fonction de $I_{a\ max}$, amplitude de crête du courant anodique.

La puissance fournie est :

$$W_m = \frac{Z_a I^2_{a\ max}}{8}$$

ou, en éliminant Z_a,

$$\boxed{W_m = \frac{I_{a\ max.}(V_a - V_l)}{2}}.$$

Cherchons maintenant le rendement.

La valeur moyenne d'intensité correspondant à une demi-sinusoïde est $\frac{I_{max}}{\pi}$ ou, pour les deux tubes,

$$\frac{2\ I_{max}}{\pi}.$$

La puissance empruntée à la source anodique est donc :

$$W_d = \frac{2\, I_{p\ max}}{\pi} V_v.$$

En conséquence, le rendement est :

$$\boxed{\frac{W_m}{W_d} = \frac{\pi}{4}\left(1 - \frac{V_l}{V_p}\right)}$$

Dans le cas où la tension limite est zéro, on trouve :

$$\frac{W_m}{W_d} = \frac{\pi}{4} \quad \text{ou} \quad 0{,}785 \quad \text{ou} \quad 78{,}5 \text{ p. } 100.$$

ÉTUDE GRAPHIQUE DE LA DISTORSION D'AMPLITUDE.

237-7. Généralités. On trouvera ci-dessous quelques compléments. En règle générale, il y a production de distorsion d'amplitude

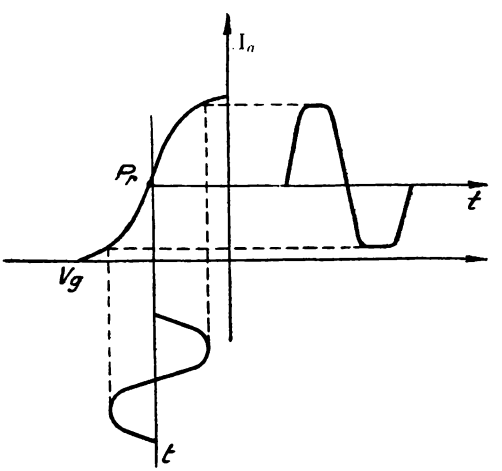


Fig. 178-3

quand la caractéristique dynamique de l'amplificateur n'est pas droite. On peut dire aussi qu'il y a distorsion quand le gain de l'étage amplificateur est fonction de l'amplitude.

En utilisant un réseau de caractéristiques, on peut se proposer

d'estimer la grandeur de la distorsion fournie par un étage, dans des conditions déterminées. Ces méthodes graphiques rendent de grands services, mais elles ne peuvent prétendre à la précision d'une mesure directe. On notera qu'on effectue toujours les calculs en valeurs sinusoïdales, alors qu'en réalité les amplificateurs reçoivent toujours des tensions complexes. On ne tient pas compte des phénomènes de transmodulation.

Les déterminations peuvent se faire directement sur le réseau I_a/V_a,

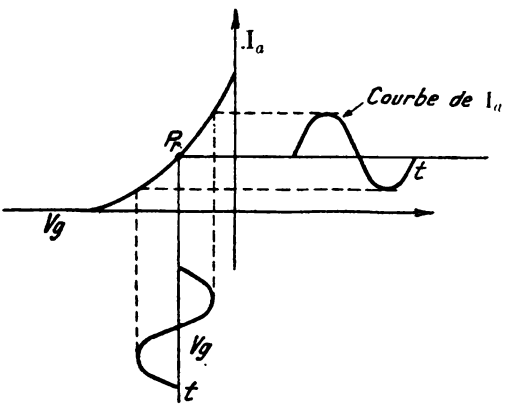


Fig. 178-4

en utilisant la droite de charge. Mais nous conseillons plutôt de tracer une caractéristique dynamique à échelle suffisamment grande.

Si la caractéristique a une allure parabolique (fig. 178-4), une tension sinusoïdale appliquée à la grille se traduit par une variation d'intensité dissymétrique. En conséquence, l'intensité moyenne en charge I_a est plus grande que l'intensité de repos I_{ao}. Il y a une *composante redressée.*

Dans ce cas, la distorsion est surtout représentée par des harmoniques de rang pair. Si la courbe était rigoureusement parabolique, il y aurait exclusivement production d'un harmonique II. C'est à peu près le cas des triodes travaillant dans les conditions normales de puissance. On peut alors se contenter d'une détermination très simple.

237-8. Triode en fonctionnement normal. Calcul de l'harmonique II. — Les formules que nous allons donner plus loin sont établies en admet-

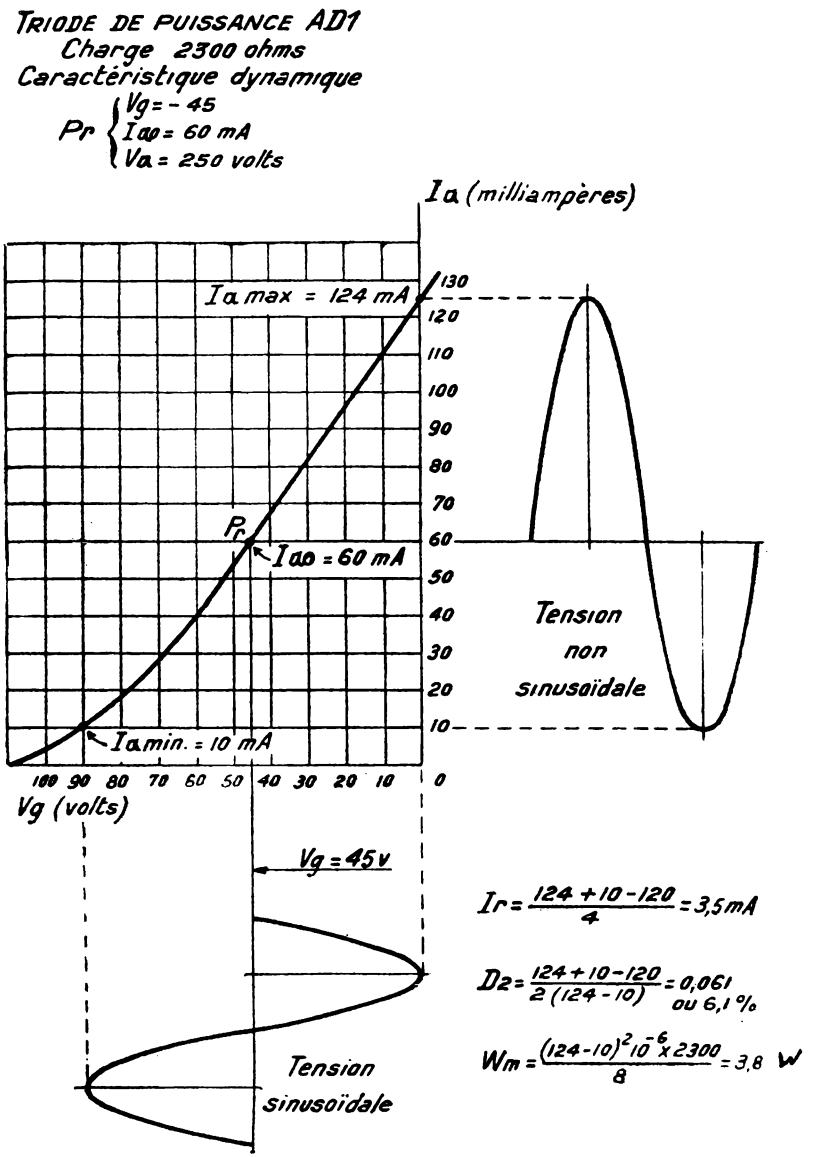

TRIODE DE PUISSANCE AD1
Charge 2300 ohms
Caractéristique dynamique
Pr
Vg = - 45
Ia0 = 60 mA
Va = 250 volts
Ia (milliampères)
Ia max = 124 mA
Pr
Ia0 = 60 mA
Ia min. = 10 mA
130
120
110
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
100 90 80 70 60 50 40 30 20 10 0
Vg (volts)
Tension non sinusoïdale
Vg = 45 v
Tension sinusoïdale
Ir = (124 + 10 - 120) / 4 = 3,5 mA
D2 = (124 + 10 - 120) / 2 (124 - 10) = 0,061 ou 6,1 %
Wm = (124 - 10)² 10⁻⁶ x 2300 / 8 = 3,8 W

Fig. 178-5

tant que l'équation de la caractéristique dynamique est du second degré. Nous ne pensons pas qu'il soit utile d'en donner la démonstration.

On utilisera les notations suivantes (voir aussi Fig. 178-5).

Intensité anodique de repos : $I_{a\,0}$;

Intensité anodique maximum : $I_{a\,max}$;

Intensité anodique minimum : $I_{a\,min}$.

Ces valeurs étant déterminées sur la caractéristique dynamique, on peut calculer :

Composante fondamentale :

$$I_1 = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{2};$$

Composante redressée :

$$I_r = \frac{I_{a\,max} + I_{a\,min} - 2\,I_{a\,0}}{2\,(I_{a\,max} - I_{a\,min})};$$

Taux de distorsion due à l'harmonique II :

$$D_2 = \frac{I_{a\,max} + I_{a\,min} - 2\,I_{a\,0}}{2\,(I_{a\,max} - I_{a\,min})};$$

Puissance modulée :

$$W_m = \frac{I_1^2 Z_a}{2}.$$

Le calcul appliqué à la caractéristique de la fig. 178-5 donne :

$$I_1 = \frac{124 - 10}{2} = 57\ \text{mA};$$

$$I_r = \frac{124 + 10 - 120}{4} = 3{,}5\ \text{mA};$$

$$D_2 = \frac{124 + 10 - 120}{2\,(124 - 10)} = 0{,}061 \quad \text{ou} \quad 6{,}1\ \text{p. 100};$$

$$W_m = \frac{(57 \times 10^{-3})^2 \times 2\,300}{2} = 3{,}7\ \text{watts}.$$

Cette puissance est notablement inférieure à celle que le constructeur du tube indique : 4,2 watts, dans les mêmes conditions. Il est probable que, dans les 4,2 watts indiqués, est comptée la puissance représentée par l'harmonique II.

Quand la caractéristique dynamique présente un point d'inflexion, il y a production d'harmo-

niques de rang plus élevé que le deuxième et, en particulier, d'harmonique III. C'est le cas du tube penthode. *Cela peut aussi être le cas*

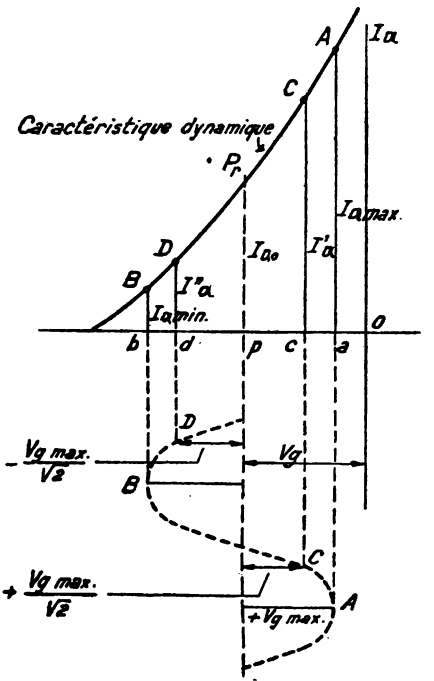


Fig. 178-6

d'un tube triode utilisé en surcharge. Il faut alors utiliser une méthode de détermination plus complète.

237-9. Méthode de détermination complète. — Le principe reste le même. Toutefois, on ne se contente pas de déterminer l'intensité pour les tensions de grille minimum et maximum. On choisit deux autres points qui sont généralement (voir fig.178-6) :

$v'_g = \dfrac{+ v_{g\,max}}{\sqrt{2}}$ ou $+ v_{g\,max} \times 0{,}71$. La valeur d'intensité anodique correspondante est I'_a.

$v''_g = \dfrac{- v_{g\,max}}{\sqrt{2}}$ ou $- v_{g\,max} \times 0{,}71$. La valeur d'intensité anodique correspondante est I''_a.

Pour le calcul, il faut donc, au total, déterminer les éléments suivants sur la caractéristique dynamique :

I_{a0}, courant anodique au repos ;

$I_{a\,max.}$ courant anodique instantané maximum, correspondant au point A ;

$I_{a\,min.}$ courant anodique instantané minimum, correspondant au point B ;

I'_a courant anodique correspondant à $V_g - \frac{v_{g\,max}}{\sqrt{2}}$, correspondant au point C ;

I''_a courant anodique correspondant à $V_g + \frac{v_{g\,min}}{\sqrt{2}}$, correspondant au point D.

Les formules de calcul sont les suivantes :

Intensité moyenne en charge :

$$I_c = \frac{\frac{1}{2}(I_{a\,max.} + I_{a\,min.}) + I' + I'' + I_{a0}}{4};$$

Intensité de la composante fondamentale :

$$I_1 = \frac{1{,}41\,(I'_a - I''_a) + I_{a\,max} - I_{a\,min}}{4};$$

Intensité de la composante due à l'harmonique II :

$$I_2 = \frac{I_{a\,max} + I_{a\,min} - 2\,I_{a0}}{4};$$

Intensité de la composante due à l'harmonique III :

$$I_3 = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min} - 2\,I_1}{2};$$

Intensité de la composante due à l'harmonique IV :

$$I_4 = \frac{2\,I_c - I' - I''}{2};$$

Distorsion due à l'harmonique II : $D_2 = \frac{I_2}{I_1}$;

— — — III : $D_3 = \frac{I_3}{I_1}$;

— — — IV : $D_3 = \frac{I_2}{I_1}$;

Puissance modulée : $W_m = \frac{Z_a I_4^2}{2}$.

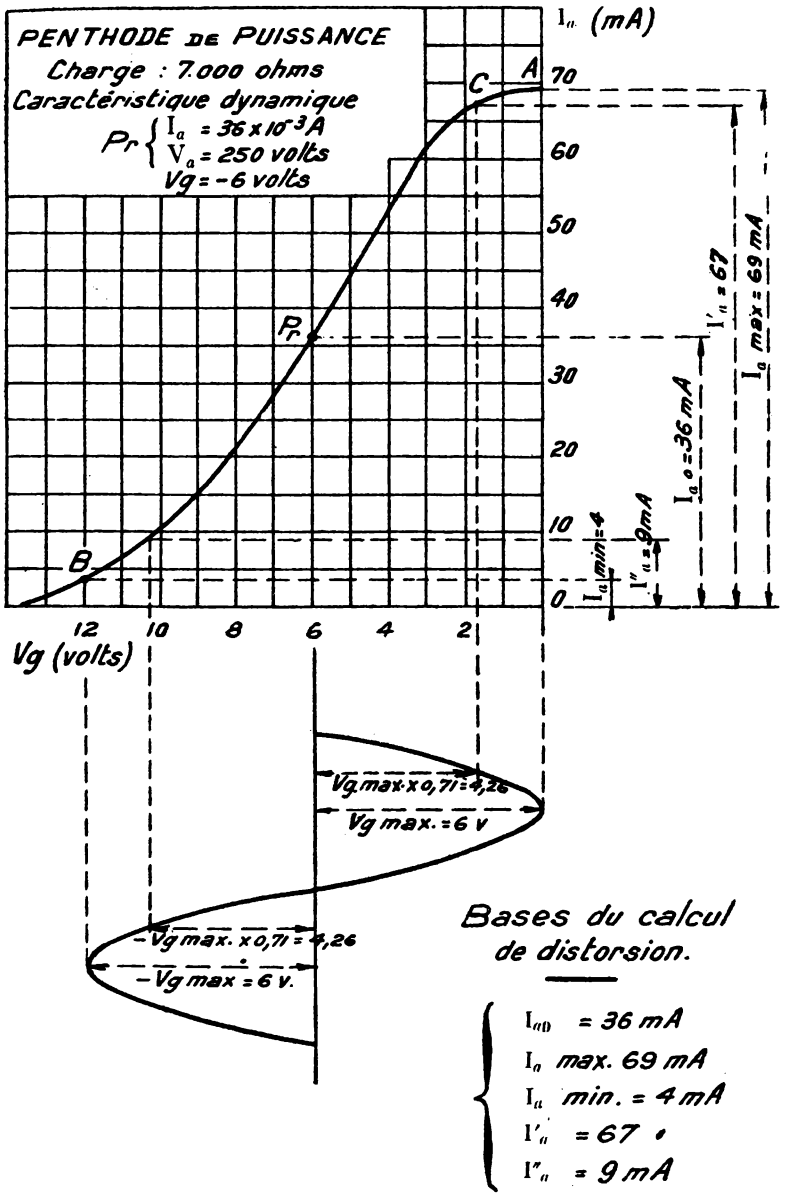

PENTHODE DE PUISSANCE
Charge : 7.000 ohms
Caractéristique dynamique
Pr { Ia = 36 x 10⁻³ A
Va = 250 volts
Vg = -6 volts
Ia (mA)
A
C
B
Pr
70
60
50
40
30
20
10
0
I'a = 67
Ia max = 69 mA
Ia o = 36 mA
Ia min = 4
I"a = 9 mA
12
10
8
6
4
2
Vg (volts)
Vg max. x 0,71 = 4,26
Vg max. = 6 V
- Vg max. x 0,71 = 4,26
- Vg max = 6 V.
Bases du calcul de distorsion.
Ia0 = 36 mA
Ia max. 69 mA
Ia min. = 4 mA
I'a = 67 "
I"a = 9 mA

Fig. 178-7

Application. -Soit à déterminer les éléments de fonctionnement à pleine charge de la penthode dont le réseau est donné fig.177-22.

Traçons à grande échelle la caractéristique dynamique qui correspond à la charge optimum de 7 000 ohms Fig. 178-7

Admettons que l'amplitude de la tension grille soit égale à la polarisation, c'est-à-dire, ici, 6 volts.

On a donc $\frac{v_{g\,max}}{\sqrt{2}} = 4{,}26$ volts.

Nous lisons sur le graphique

$$\begin{cases} I_{ao} = 36\text{ mA}; \\ I_{a\,max} = 69\text{ mA}; \\ I_{a\,min} = 4\text{ mA}; \\ I'_a = 67\text{ mA}, \\ I''_a = 9\text{ mA}. \end{cases}$$

Les formules précédentes nous permettent de calculer

$$\begin{cases} I_c = \dfrac{\frac{1}{2}(69 + 4) + 67 + 9 + 36}{4} = 37\text{ mA}; \\ I_1 = \dfrac{1{,}41\,(58) + 69 - 4}{4} = 36{,}5\text{ mA}; \\ I_2 = \dfrac{69 + 4 - 72}{4} = 0{,}25\text{ mA}; \\ I_3 = \dfrac{69 - 4 - 73}{2} = -4\text{ mA}; \\ I_4 = \dfrac{74 - 67 - 9}{2} = -1\text{ mA}; \end{cases}$$

$$W_m = \frac{(36{,}5)^2 \times 7\,000}{2} = 4{,}16\text{ watts};$$

$$\begin{cases} D_2 = \dfrac{0{,}25}{36{,}5} \quad \text{ou} \quad 0{,}68\text{ p. }100; \\ D_3 = \dfrac{4}{36{,}5} \quad \text{ou} \quad 11\text{ p. }100; \\ D_4 = \dfrac{1}{36{,}5} \quad \text{ou} \quad 2{,}75\text{ p. }100; \end{cases}$$

Remarques sur les méthodes précédentes. — Les chiffres déterminés graphiquement sont toujours plus favorables que les chiffres mesurés directement. Cela tient à plusieurs causes.

1. On ne tient pas compte de la présence d'un courant grille qui devient relativement important, quand la tension instantanée de grille dépasse le point — 1,5 volt. Si le circuit de grille comporte une résistance élevée, le courant de grille provoque une chute de tension dans le circuit. Il en résulte l'apparition d'une composante d'harmonique 2, qui peut, d'ailleurs, neutraliser dans une certaine mesure la composante de même fréquence due à la courbure inférieure.

2. On admet que la charge est la même pour toutes les fréquences alternatives, ce qui est tout à fait inexact. En effet, le haut-parleur comporte pratiquement toujours une réactance de self-induction (voir, à ce sujet, courbe fig. 255, tome 3). De plus, on shunte souvent le transformateur d'adaptation par une capacité importante.

Le point de fonctionnement se déplace alors suivant une trajectoire ovale qui peut couper des régions de caractéristique très courbées.

3. La charge est habituellement négligeable en courant continu. Il en résulte que la tension anodique ne varie pas pendant le fonctionnement. Cependant, dans ces conditions, pour tenir compte de la composante « redressée », il faudrait légèrement réduire la tension anodique (la diminution étant égale au produit de l'intensité « redressée » $\frac{I_{a\ max} + I_{a\ min} - 2\ I_{a\ o}}{4}$ par la valeur de l'impédance de charge).

Cet effet est peu important. On peut cependant en tenir compte en déplaçant la droite de charge vers la gauche de la quantité qui correspond à la chute de tension indiquée plus haut.

4. L'augmentation d'intensité moyenne due à la composante rectifiée se traduit par une augmentation de polarisation. Il en résulte un taux de distorsion plus élevé dû à l'harmonique II.

5. Ces déterminations ne sont valables que si les tensions sont sinusoïdales. On ne peut prévoir la distorsion qui résulte de l'application d'une tension très complexe (transmodulation).

237-10. Taux de distorsion total. Si D_1, D_2, D_3 sont les taux de distorsion relatifs aux différents harmoniques, le taux de distorsion total est :

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots}$$

Dans l'exemple choisi, on aurait

$$D = \sqrt{0{,}681^2 + 11^2 + 2{,}75^2},$$

soit, environ, 11,3 p. 100.

REMARQUES SUR LES DIFFÉRENTES CLASSES D'AMPLIFICATION.

237-11. Régime A. — Ce régime utilise des parties pratiquement droites des caractéristiques. La variation d'intensité moyenne anodique est nulle, ou, du moins, négligeable.

On peut distinguer deux subdivisions :

a) *Régime A* 1. — C'est le régime A tel qu'on le comprend habituellement. A aucun moment le potentiel instantané de grille par rapport à la cathode n'est positif. Le rendement est faible, en particulier pour les tubes triodes supportant les tensions plaques peu élevées.

b) *Régime A* 2. — La grille devient positive dans le cours du fonctionnement à pleine charge. On peut augmenter l'intensité anodique instantanée tirée d'un tube donné et pour une tension anodique donnée. Ainsi on peut augmenter très notablement le rendement. On peut atteindre 30 à 35 p. 100 pour des triodes fonctionnant au-dessus de 300 volts.

Mais la présence d'un courant de grille pendant une partie de l'alternance est un inconvénient qui sera traité plus loin.

237-12. Régime AB. Comme les régimes suivants, le régime AB utilise deux tubes montés en opposition, ou symétriquement, ou en « push-pull ». La courbure inférieure de la caractéristique est la cause principale de production des harmoniques pairs. Or ceux-ci sont neutralisés par le montage symétrique. En utilisant ce dernier, il devient possible d'utiliser la région de forte courbure. Ainsi le tube fonctionne avec une polarisation plus forte, consomme une intensité anodique plus faible et, pour une même dissipation, peut supporter une tension plaque plus élevée. On augmente ainsi très notablement le rendement anodique qui, pour des triodes, devient voisin de 50 p. 100.

Le montage convient spécialement bien aux triodes et aux tubes à faisceaux dirigés. Il est moins recommandable avec des penthodes par suite de la présence des harmoniques impairs, à moins d'utiliser rationnellement la contre-réaction. Mais on notera que, dans ce cas, on sacrifice la plus précieuse qualité des penthodes qui est la sensibilité.

L'augmentation notable de courant moyen pendant le fonctionnement se traduit par une augmentation de tension négative de grille. A pleine charge, la polarisation devient alors telle qu'une distorsion importante est produite. Si l'on veut tirer le maximum de puissance de deux lampes, il faut que la polarisation soit indépendante de l'in-

tensité anodique. Il est ainsi amené à prévoir deux modes de fonctionnement distincts suivant que l'étage double est à *auto-polarisation* ou *polarisation fixe.*

Comme pour les montages en classe A, on distingue généralement deux subdivisions :

a) *Classe AB 1.* — La grille n'est jamais positive.

b) *Classe AB 2.*—La grille est positive à certains moments, au cours de fonctionnement à pleine charge.

237-13. Régime B. — La définition en a déjà été donnée. Le

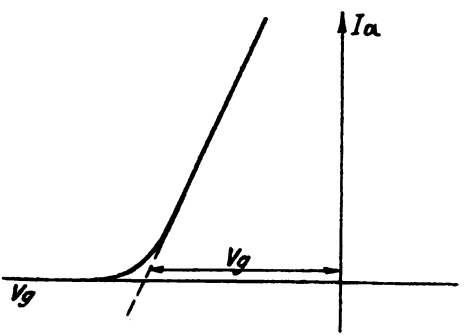


Fig. 178-8

courant de repos est nul ou négligeable. La polarisation correspond au point de coupure de la caractéristique. On détermine sa valeur exacte en assimilant la caractéristique I_a/V_g à une droiteFig.178-8 La polarisation adoptée correspond à V_g.

Dans la majorité des réalisations, la grille devient positive au cours du fonctionnement. On peut tirer des tubes une puissance considérable.

Le principe même du mode de fonctionnement interdit l'emploi d'une auto-polarisation. Il faut donc prévoir un dispositif de polarisation fixe. Des tubes ont été étudiés pour fonctionner avec une polarisation nulle. Ainsi se trouve résolu le problème gênant de la tension continue de grille. Ces tubes ont un courant de repos relativement important, d'où il résulte que le fonctionnement est plutôt conforme à la classe AB 2. Les deux éléments amplificateurs sont souvent contenus dans une ampoule unique.

L'alimentation anodique des amplificateurs en classe AB et B réclame des soins particuliers, car les déterminations graphiques discutées plus haut supposent que la tension anodique est invariable au cours du fonctionnement. Nous en traiterons au paragraphe 372 du tome III (Pratique) et nous y donnerons des exemples de circuits.

237-14. Amplificateurs utilisés avec courant de grille (classe A 2, AB2, B). — Quand la tension instantanée de grille est comprise entre 1,5 volt et les valeurs positives, un courant s'établit dans le circuit. Il en résulte des conséquences importantes dont il faut tenir compte dans l'établissement de l'amplificateur.

a) La source d'excitation grille fournit nécessairement une puissance beaucoup plus importante dans ces intervalles. Il en résulte une chute de tension dans sa résistance interne. Comme cet effet ne s'exerce

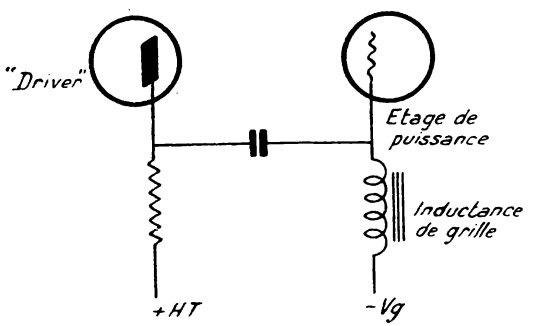


Fig. 178-9

que pendant une fraction de l'alternance et qu'il est fonction de l'amplitude, il y a déformation de l'onde de tension et distorsion.

b) Si le circuit de grille présente une résistance élevée en courant continu, la chute de tension est absolument inadmissible.

On évite ces deux inconvénients de la manière suivante :

a) L'étage d'attaque, que l'on désigne encore sous le nom de *driver* (conducteur), est équipé avec un tube de puissance fournissant beaucoup plus que ne l'exigeraient les conditions strictes. La variation de puissance fournie pendant les intervalles de la grille est positive et négligeable par rapport à la puissance disponible.

Pour attaquer deux tubes 6 L 6 en classe AB 1 ou AB 2, on utilisera, par exemple, un tube 6 F 6 monté en triode, qui peut fournir une puis-

sance modulée de l'ordre de 0,85 watt. En réalité, la puissance instantanée maxima provoquant la modulation complète de l'étage ne dépasse pas 0,2 watt.

b) Le couplage entre *driver* et étage de puissance est obtenu au moyen d'un transformateur à très faible rapport de transformation. On utilise même au besoin un transformateur abaisseur. L'emploi de liaison classique par résistance est impossible. Toutefois, on peut utiliser une liaison avec résistance dans la plaque et inductance à faible résistance dans la grille Fig. 178-9 Dans 99 p. 100 des cas, on préfère utiliser le couplage par transformateur.

Pour obtenir une modulation comolète de l'étage final, on peut aussi utiliser une lampe d'attaque pour chaque lampe de puissance.

CHAPITRE XIII

Amplification à haute fréquence.

Généralités. — Nous avons montré plus haut [1] que la détection linéaire ne pouvait être obtenue que pour des amplitudes assez grandes. Des signaux faibles donnent lieu à une détection *square law*. Il en résulte des déformations importantes.

En général, les tensions développées par un collecteur d'onde seront tout à fait insuffisantes pour assurer la détection linéaire. Il est donc nécessaire de les amplifier.

Le problème se pose sous une forme très nettement différente de l'amplification à basse fréquence. Il s'agit, en effet, de tensions généralement beaucoup plus faibles et surtout, *la fréquence est beaucoup plus grande.* De plus, il est nécessaire de pouvoir faire varier le gain de l'amplificateur dans des limites assez larges. Le récepteur idéal transmet au détecteur une tension H F efficace constante ; or il reçoit, à l'entrée, des tensions dont les amplitudes peuvent varier entre quelques microvolts (émetteur lointain) et plusieurs centaines de millivolts (émetteur local). Les deux extrêmes sont donc dans le rapport de 1 à 100 000. Il faut donc que l'amplification puisse varier dans le rapport inverse.

Le problème est, certes, simplifié parce qu'il s'agit toujours de tensions faibles. Toutefois, dans les émetteurs on est amené à effectuer *l'amplification à haute fréquence* de puissance. Le présent chapitre sera consacré spécialement à l'*amplification en tension.*

Dans un amplificateur à basse fréquence on cherche généralement à élargir la bande transmise, dans la mesure du possible. Tout au contraire, et sauf cas très spéciaux, l'amplificateur à haute fréquence sera *sélectif*, c'est-à-dire qu'on cherchera à limiter l'amplification dans une bande de fréquence relativement étroite.

Dans un récepteur de radiodiffusion, la bande passante atteint tout au plus une largeur de 10 kc/s. Bien plus, il est souvent nécessaire de réduire

1. Voir § 116,

cette bande à 7 ou 9 kc/s pour éviter les interférences avec les stations voisines.

238. Liaison par résistance. — Le schéma est le même que pour l'amplification à basse fréquence (fig.179 *a*). Toutefois, la valeur vraie

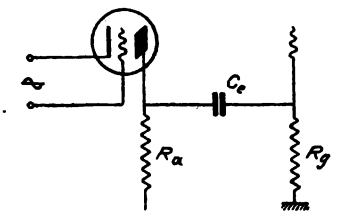


Fig. 179 *a*

de l'impédance de plaque n'est pas simplement la résistance de plaque R_a — ni même l'ensemble comportant R_a et R_g en parallèle à travers le condensateur de liaison C_l. Il faut tenir compte :

1° De la capacité anode-cathode du tube.

2° De la capacité vraie grille-cathode du tube suivant.

3° De la capacité fictive grille-cathode, due au tube suivant (voir plus haut).

4° De l'inévitable capacité des connexions.

Toutes ces capacités, en parallèle sur R_a, viennent diminuer considérablement l'impédance apparente du circuit de plaque. Cet effet est d'autant plus important que la fréquence est plus grande.

Avec des précautions toutes spéciales, on peut obtenir une amplification effective jusqu'à environ 10^6 Hz — soit une longueur d'onde de 300 m. Au-dessous, le gain tend à devenir de plus en plus faible [1].

De plus, ainsi que nous le signalions plus haut, on cherche à obtenir simultanément amplification et sélection et le circuit figure 179 *a* est apériodique.

238.bis Liaison par circuit antirésonnant (fig.179b).Tube triode. Tube penthode ou tétrode. — Quand l'élément de liaison est un circuit oscillant, l'action des capacités parasites signalées dans le précédent paragraphe n'est plus la même. Tout se passe comme si la capacité du circuit antirésonnant était augmentée de la valeur de cette capacité C' (fig. 179). Il est donc, cette fois, parfaitement possible d'en tenir compte et il n'en résulte aucune réduction de l'impédance apparente.

1. A moins d'utiliser des tubes spéciaux et une disposition spéciale des différents organes.

Toutefois, ce serait se tromper lourdement en évaluant celle-ci comme l'expression établie dans le tome I[1] :

Il faut, en effet, remarquer qu'en réalité, la résistance interne du tube est en parallèle sur le circuit.

L'impédance résultante est donc plus faible que la plus faible des deux impédances en présence.

a) *Cas du tube triode.* — La résistance interne des tubes triodes usuels est toujours relativement faible. Elle est, tout au plus, de l'ordre de 75 000 ohms.

Or, on sait réaliser aujourd'hui des circuits antirésonnants dont l'im-

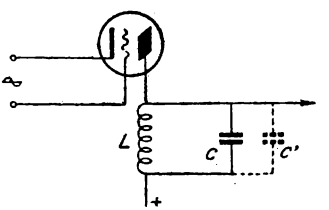


Fig. 179 *b*

pédance d'accord est de l'ordre de 4 à 500 000 ohms. Il en résulte évidemment une mauvaise utilisation de l'impédance.

D'autre part, la sélectivité de l'ensemble est encore celle du circuit et de la résistance interne branchée en parallèle. Il y a donc ici un amortissement considérable et, en conséquence, un défaut de sélectivité.

b) *Cas du tube penthode ou tétrode.* — Ces deux inconvénients sont évités par l'emploi d'un tube tétrode ou penthode.

La résistance interne peut atteindre plusieurs mégohms[2]; son action sur le circuit antirésonnant devient alors pratiquement négligeable.

La grande impédance résultante permet d'obtenir un gain considérable pour un seul étage.

Ainsi, par exemple, une penthode de pente 1,5 mA/V (chiffre usuel) associée à un circuit antirésonnant de 100 000 ohms apparents, fournit un gain de :

$$100\,000 \times 0{,}0015 = 150$$

239. Liaison par transformateur à primaire apériodique (fig. 180). — Quand on utilisait un tube triode, on était obligatoirement amené à opérer la liaison par un transformateur à primaire apériodique, dans le

1. Voir § 172.
2. Tout au moins quand on réduit la sensibilité du tube en le polarisant.

but de réduire l'amortissement produit par la résistance interne du tube.

Le couplage entre primaire et secondaire doit être aussi serré que possible. Le rapport de transformation doit être d'autant plus élevé que la résistance interne du tube est plus faible.

Avec un tube triode, le dispositif figure 180 permet d'augmenter à

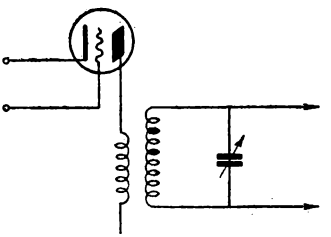


Fig. 180.

la fois la sensibilité (c'est-à-dire l'amplification) et la sélectivité. On peut obtenir des « gains » légèrement plus élevés que le coefficient d'amplification du tube.

Avec des tubes penthodes, les deux procédés donnent des résultats identiques — à condition, toutefois, de prendre un rapport de transformation peu différent de 1, et de réaliser un couplage très serré entre les enroulements.

240. Influence de la capacité grille-plaque. Augmentation des pertes. — En fait, on a renoncé depuis longtemps à obtenir l'amplification en haute fréquence par tube triode. Nous avons, en effet, montré que la capacité grille-plaque se manifestait comme une capacité fictive C'_{kg} en parallèle avec une résistance fictive R'_g qui, en circuit inductif, peut prendre des valeurs négatives. Dans ces conditions, le fonctionnnement cesse d'être stable et le dispositif peut être le siège d'oscillations spontanées qui viennent troubler considérablement le fonctionnement.

D'une manière générale, on peut considérer qu'un circuit accordé est constitué par une inductance L associée à un condensateur C et à une résistance R qui est, en réalité, un coefficient totalisant les pertes diverses (fig. 181).

Branchons ce circuit entre grille et cathode d'un tube amplificateur (fig. 182). Tout se passe comme si nous introduisions une autre résistance R′ en série avec R. S'il existe une charge inductive dans la plaque du tube, comme c'est le cas généralquand il s'agit d'amplification à haute fréquence,

R' a une valeur négative, si bien que la résistance effective est alors, en valeur absolue : R — R'.

Il en résulte, d'abord, une augmentation de sélectivité et, en général,

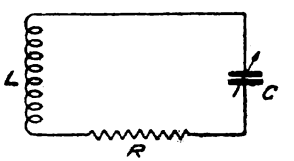


Fig. 181.

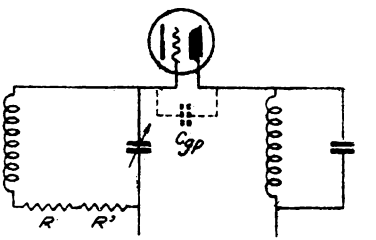


Fig. 182.

de la qualité apparente du circuit oscillant. Mais quand R = R' le montage cesse d'être stable.

Avant la découverte des tubes à grille écran, on était amené à augmenter artificiellement R pour que R — R' fût toujours positif. On utilisait pour cela divers moyens qui n'ont plus guère qu'un intérêt documentaire. Le plus souvent, on rendait la grille légèrement positive. La résistance de l'intervalle filament-grille, dont la valeur tendait à décroître avec l'augmentation de tension positive, shuntait le circuit accordé et augmentait les pertes.

241. Neutrodynation. — Le procédé de la neutrodynation est beaucoup plus élégant que le précédent. Son principe est le suivant :

Les oscillations parasites sont, en définitive, produites par des tensions parasites qui sont transmises au circuit accordé à travers la capacité C_{gg}. Tout rentrera dans l'ordre si l'on admet sur la grille d'autres tensions exactement égales, mais de sens opposé.

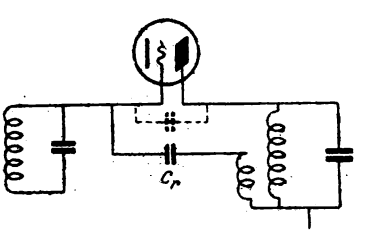


Fig. 183.

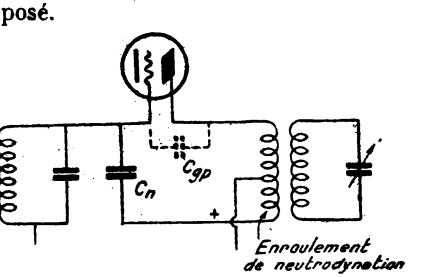


Fig. 184.

La tension auxiliaire est empruntée au circuit anodique et transmise à la grille à l'aide du condensateur de neutrodynation. On prévoit généralement un enroulement spécial pour prélever cette tension (fig. 183 et 184).

Ces montages ont été fort employés jadis et ont permis de réaliser des amplificateurs stables et effectifs à 2, 3 ou même 4 étages. A l'heure actuelle, ils ne sont guère utilisés que dans les montages amplificateurs d'émission.

242. Amplification en haute fréquence par tétrode ou penthode. Précautions. — La capacité grille-plaque des tubes penthodes et tétrodes est assez faible pour éviter les inconvénients cités plus haut : amortissement causé par la résistance interne du tube et, surtout, instabilité qui se traduit par l'apparition des oscillations spontanées.

Comme, d'autre part, l'amplification par étage est beaucoup plus grande on comprendra qu'à l'heure actuelle on ait complètement renoncé à utiliser les tubes triodes.

Quand il s'agit d'amplification directe à haute fréquence, le couplage entre étages est réalisé le plus souvent par un transformateur à primaire apériodique (fig. 185).

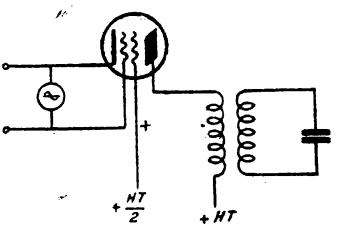


Fig. 185.

Quand il s'agit d'amplification de moyenne fréquence on utilise presque d'une manière générale, un transformateur à primaire et à secondaire

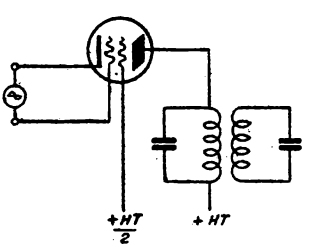


Fig. 186.

accordés (fig. 186). Le couplage est réglé, en principe, *à la valeur critique*, pour avoir un effet de filtre de bande.

Quand on cherche à obtenir une grande sélectivité, on règle le transformateur avec un couplage légèrement inférieur au couplage critique.

On dépasse ce couplage quand on veut, au contraire, obtenir une large bande passante pour que la reproduction musicale soit aussi bonne que possible.

Pour que l'amplificateur soit stable, il est nécessaire de prendre un certain nombre de précautions. Il serait inutile d'avoir réduit considérablement les couplages à l'intérieur du tube, s'il subsistait d'autres couplages à l'extérieur :

a) Couplage magnétique entre enroulements ou connexions.

b) Couplage statique entre éléments divers ou connexions.

c) Couplage ohmique par l'intermédiaire de connexions ou par les sources d'alimentation.

Dans le tome III, nous étudierons en détail comment on peut éviter ces différents couplages. Nous nous bornerons à signaler qu'on évite les inconvénients *a* et *b* par une disposition judicieuse des éléments et par des blindages appropriés. Pour éviter les couplages ohmiques on utilise des dispositifs de « découplage ».

243. Réglage de l'amplification. Tube à pente variable. — Le réglage de l'amplification est obtenu d'une manière extrêmement simple par l'emploi des tubes à pente variable. Il suffit d'agir tout simplement sur la tension moyenne de la grille de commande. Le schéma de principe est indiqué figure 187.

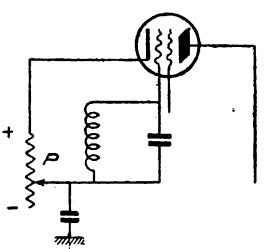


Fig. 187.

En agissant sur le potentiomètre P, on modifie la polarisation appliquée au tube. On peut ainsi obtenir des variations considérables du gain.

Prenons un exemple. Soit un tube EF5 utilisé avec un circuit dont l'impédance à la résonance est de 250 000 ohms.

La pente maximum est de l'ordre de 1,8 mA/V. Le gain est alors de 250 000 × 1,8 ou 450.

Pour une tension de grille de — 45 volts, la pente n'est plus que 0,002 mA/V et le gain, dans les mêmes conditions, est :

$$\frac{250\,000 \times 0{,}002}{1\,000} = 0{,}5.$$

Il n'y a donc plus amplification, mais réduction d'amplitude.

Le même système peut naturellement s'appliquer simultanément à plusieurs tubes et l'efficacité en est naturellement accrue dans de larges proportions. Supposons qu'il s'agisse, par exemple, de deux étages identiques au précédent.

Le gain maximum sera : $450 \times 450 = 202\,500$ et

Le gain minimum sera : $0{,}5 \times 0{,}5 = 0{,}25$.

En général, le réglage du gain est automatique. C'est l'intensité transmise à la détection qui détermine la grandeur de la polarisation appliquée.

L'étude de ces dispositifs dits auto-régulateurs, montage antifading C. A. V., V. C. A., etc..., sera entreprise dans la suite de cet ouvrage (Tome III) .

244. Phénomènes dus à la courbure des caractéristiques. Généralités. — Pour simplifier, nous avons admis dans les paragraphes précédents que l'influence de la courbure était négligeable. En réalité, cette manière de voir n'est soutenable que pour de faibles amplitudes. Les tensions recueillies par une antenne, au voisinage d'un émetteur puissant ou proche, peuvent provoquer des tensions relativement élevées aux bornes des circuits oscillants. Dans ces conditions, la courbure des caractéristiques se traduit par une série de phénomènes que nous allons brièvement étudier.

Toutefois, avant d'aller plus loin, il est utile de faire les remarques suivantes :

1° La tension de polarisation appliquée sur les tubes doit être au moins égale à la tension des courants HF qu'on transmet au tube. S'il n'en était pas ainsi, il y aurait production d'un courant de grille et distorsion.

2° Les facteurs qui agissent sur le gain sont :

Z_a impédance d'utilisation et s pente de la caractéristique. On ne peut agir sur Z_a sans créer d'autres troubles. On en est donc réduit à agir sur s Mais tout changement de pente se traduit nécessairement par une courbure. On s'efforce donc simplement d'atténuer, dans la mesure du possible, les conséquences de cette courbure. Nous verrons plus loin qu'on a cherché une autre solution dans une autre voie (tubes hexodes, tubes à caractéristiques basculantes) :

Les principaux phénomènes dus à la courbure des caractéristiques sont les suivants :

1) Modulation de la tension incidente par une tension accidentellement présente dans le même circuit.

2) Augmentation de la profondeur de modulation.

3) Distorsion de la modulation.

4) Transmodulation ou cross-modulation (ce qui n'est qu'un cas particulier du 1). La modulation accidentelle est produite par la station dont la longueur d'onde est voisine.

245. Modulation des tensions parasites. — Nous admettons dans le circuit de grille du tube, une tension de fréquence f_1 qu'il s'agit d'amplifier; et il existe accidentellement dans le même circuit une tension de fréquence f_2. Si la caractéristique du tube était droite, nous trouverions simplement des composantes des fréquences f_1 et f_2 dans le circuit anodique. Mais si la caractéristique est courbe, nous trouverons, en même temps, des composantes dont la fréquence est $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$. Or, nous avons

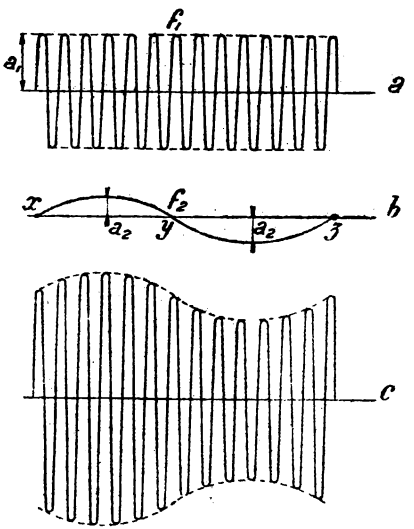


Fig. 188.

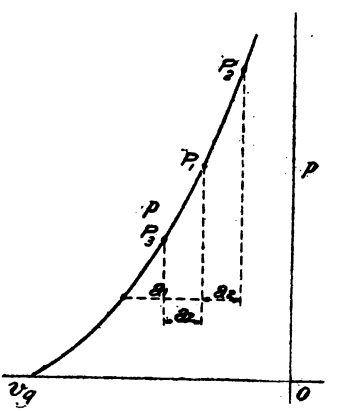


Fig. 189.

montré précédemment que ce résultat traduisait le fait que la *tension est modulée à la fréquence* f_2.

Il est facile de comprendre le mécanisme du phénomène.

Nous avons figuré en *a*, figure 188, la tension à amplifier, de fréquence f_1 et d'amplitude a_1 au-dessous, en *b*, la tension parasite de fréquence f_2 et d'amplitude a_2.

L'amplitude instantanée transmise à la grille du tube est égale à la somme algébrique des amplitudes. Dans la région *xy* (fig. 188*b*), elle atteindra donc le maximum $a_1 + a_2$.

Mais la pente du tube varie avec la tension de grille. Nous avons tracé, figure 189, la caractéristique qui donne la pente s, en fonction de la tension appliquée à la grille. Nous savons que le gain de l'étage est proportionnel à la pente s.

S'il n'y avait pas de tension parasite, le point de fonctionnement, correspondant à l'amplitude maximum a_1, serait P_1.

La présence de la tension parasite fait passer progressivement cette amplitude maximum de P_1 à P_2, pendant le temps xy. Il en résulte une augmentation du gain qui se traduit par le résultat indiqué figure 188*c*. Au contraire, pendant la période yz (188*b*), la tension maximum de grille ne sera plus que $a_1 - a_2$ et le point de fonctionnement correspondant au maximum d'amplitude sera P_3 correspondant à une pente et, en conséquence, à un gain plus faible. Il en résultera l'effet indiqué sur la figure 188*c*.

Les conséquences sont très importantes. Lorsque deux composantes de fréquences différentes sont présentes dans un circuit, on peut en obtenir la séparation par un filtrage approprié. Mais lorsqu'une des composantes module l'autre, il n'y a plus qu'une seule fréquence en circuit. Dans le cas examiné, c'est la fréquence f_1. *Il devient donc absolument impossible de se débarrasser de la composante en* f_2.

En général, la tension parasite est apportée par le secteur électrique, soit directement par couplage inductif, ou ohmique, soit par l'intermédiaire du redresseur de tension anodique. Elle peut être aussi introduite dans la lampe elle-même par suite d'un défaut de construction ou d'une mauvaise utilisation. Dans ces différents cas, on dit qu'il y a *modulation de ronflement*.

246. Mesure et variation du phénomène. — La grandeur du phénomène est naturellement influencée par l'inclinaison de la caractéristique (fig. 189) qui indique la variation de la pente en fonction de la tension de grille.

Il est intéressant de pouvoir chiffrer la perturbation d'une manière plus précise. On admettra simultanément sur la grille une tension de haute fréquence non modulée et une tension perturbatrice dont on peut faire varier l'amplitude. Il suffira dans ce cas de mesurer la profondeur de la modulation perturbatrice pour connaître d'une manière précise l'importance du phénomène.

Pour une profondeur de modulation donnée, il est intéressant de chercher comment varie la tension perturbatrice en fonction de la polarisation de grille, soit, ce qui revient au même, de la pente au point de fonctionnement au repos.

A titre d'exemple, nous donnons figure 190 les courbes donnant les tensions parasites correspondant à une profondeur de modulation parasite de 4 % — ce qu'on peut considérer commme la limite supportable.

On voit de suite que, pour le maximum de sensibilité, correspondant

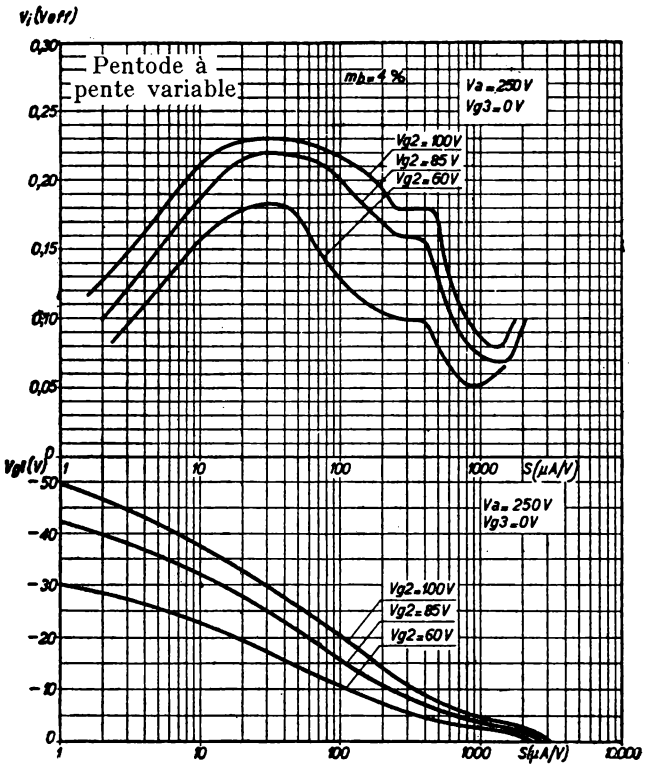


Fig. 190.

au maximum de pente, il suffit de tensions de l'ordre de 0,07 volt pour provoquer un ronflement déjà notable.

Encore s'agit-il d'un tube dont les caractéristiques sont tout à fait favorables, car étudiées pour limiter l'effet. On note qu'il y a intérêt à augmenter la tension d'écran. Par contre, cette opération a pour effet d'augmenter la marge de réglage du tube, c'est-à-dire que, pour obtenir une même variation de sensibilité, il faut appliquer plus de « volts » sur la grille.

On notera également que ces courbes passent par un maximum.

La pente (représentée ici par S) a été exprimée en microampères par

volt; d'autre part, nous avons utilisé une échelle logarithmique pour éviter un trop grand développement de l'axe des abscisses.

Les courbes inférieures donnent les variations de l'inclinaison en fonction de la tension de grille.

On pourrait aussi tracer des courbes semblables pour des tubes dits à « pente fixe ». On verrait ainsi qu'il est impossible de les utiliser en faisant varier la sensibilité par la tension de grille. La grandeur maximum de la tension perturbatrice serait de l'ordre de 0,02 volt, pour toutes les valeurs de la pente.

247. Distorsion de la modulation. — Imaginons maintenant que nous admettions une tension de haute fréquence modulée dans le circuit du même tube.

Représentons cette tension figure 191*a*. Nous avons supposé pour

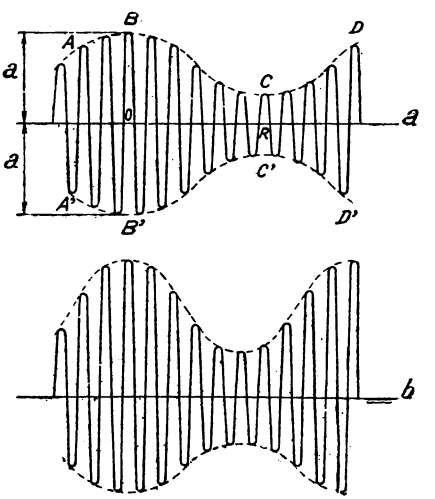


Fig. 191.

simplifier qu'il s'agissait simplement d'une tension de modulation sinusoïdale.

Considérons tout d'abord l'amplitude BB′ qui correspond au maximum d'amplitude de l'onde porteuse et de la modulation.

Dans la tension d'entrée on a évidemment OB′ = OB. Le point de fonctionnement au repos (point O) sera, par exemple P_1 (fig. 189). Celui qui correspondra à B sera P_2 et sur celui qui correspondra à B′ sera P_3.

Il en résulte nécessairement que le gain correspondant à B sera plus élevé que le gain correspondant à B'.

Ainsi les deux enveloppes de la modulation ne seront plus symétriques.

D'autre part, le gain correspondant au point C (fig. 191 *a*) sera plus réduit que celui qui correspond au point C'. L'enveloppe supérieure de la modulation ne sera donc plus sinusoïdale. La courbe obtenue aura l'allure de la figure 192 sur laquelle nous avons exagéré le défaut pour le rendre plus visible.

Une telle courbe traduit nécessairement la production de composantes harmoniques et, par conséquent, la distorsion.

Cet effet peut s'exprimer sous forme d'un taux puisqu'il s'agit d'une

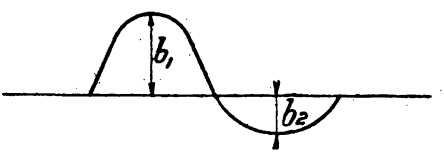


Fig. 192.

distorsion. On mesurera son importance par le rapport d'amplitude entre la modulation principale et celle qui correspond aux harmoniques.

248. Augmentation de profondeur de la modulation. — En reprenant un raisonnement déjà fait dans les précédents paragraphes on peut voir que, dans la figure 192, *l'augmentation* de l'amplitude b_1 (concernant l'enveloppe de la modulation) est plus importante, en valeur absolue, que la *diminution* de l'amplitude b_2. Il en résulte nécessairement un *accroissement de la profondeur de modulation*.

On peut encore mesurer cette modification par un taux d'accroissement par rapport à la profondeur de la modulation normale.

249. Transmodulation. — Le phénomène de la transmodulation se produit quand on admet simultanément deux ou plusieurs tensions à haute fréquence *modulées* sur la grille du tube. Remarquons qu'il s'agit là de circonstances très fréquentes en pratique. Dans un appareil moderne à changement de fréquence, la sélection est opérée par les circuits de moyenne fréquence. Entre l'antenne et la grille du tube de moyenne fréquence, il n'y a généralement qu'un seul circuit accordé. La sélectivité d'entrée est donc tout à fait insuffisante pour supprimer les composantes produites par la station de fréquence voisine.

Pour simplifier, admettons qu'il s'agisse simplement de deux tensions de fréquence f_1 et f_2 modulées aux fréquences m_1 et m_2.

Les composantes résultantes sont :

$$\begin{cases} f_1 \\ f_1 + m_1 \\ f_1 - m_1 \end{cases} \qquad \begin{cases} f_2 \\ f_2 + m_2 \\ f_2 - m_2 \end{cases}$$

Toutes ces fréquences peuvent produire des battements. Les combinaisons sont extrêmement nombreuses :

$f_1 - f_2$; $f_1 - f_2 - m_2$, $f_1 - f_2 + m_2$, $f_1 + m_1 - f_2$, $f_1 + m_1 - f_2 - m_2$, $f_1 + m_1 - f_2 + m_2$, $f_1 - m_1 - f_2$, $f_1 - m_1 - f_2 - m_2$, $f_1 - m_1 - f_2 + m_2$.

Dans ce cas, très simple, il n'y a pas moins de 15 fréquences différentes produites simultanément et représentées par des composantes dans le circuit de plaque. Il est à remarquer que les fréquences produites sont différentes des fréquences de la modulation primitive. Aussi, le brouillage prend-il souvent un aspect auditif particulier. On entend comme des éclats de voix, des crachements bizarres. C'est précisément ce que les Anglais ont voulu exprimer par l'expression *monkey's chatter* qui peut se traduire par *jacassements de singe.*

On conçoit que l'étude générale du phénomène puisse être très difficile. Nous n'entrerons nullement dans le détail. Le phénomène se traduit, en définitive, par l'apparition d'une modulation indésirable dont on peut mesurer la profondeur. L'évaluation par rapport au taux de modulation normal permettra de chiffrer exactement l'inconvénient.

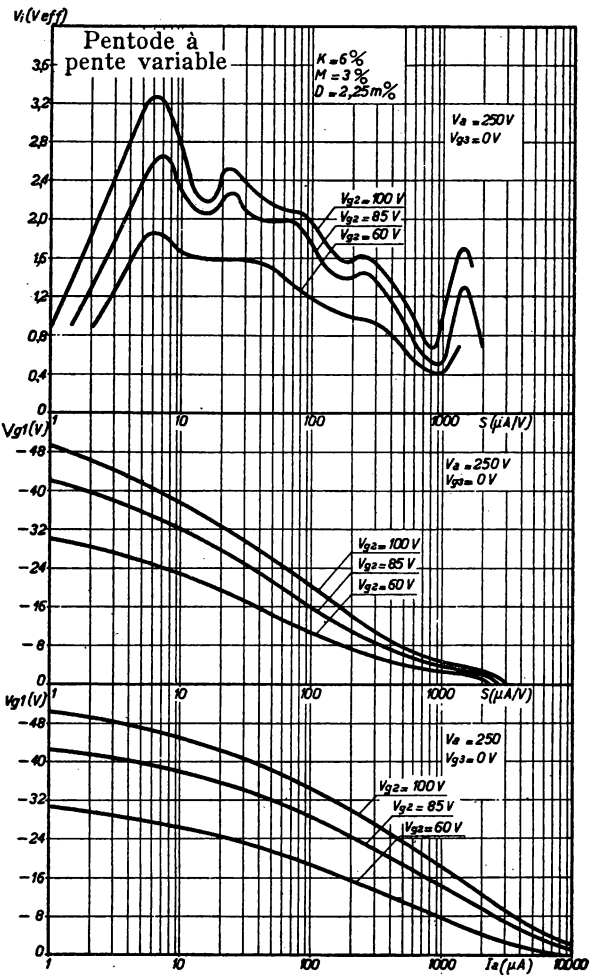
250. Variations des trois phénomènes précédents. — Pour un même type de tube, on peut montrer que les chiffres qui mesurent la distorsion, l'augmentation de profondeur de modulation, la transmodulation sont toujours proportionnels. Les courbes représentatives seront donc exactement les mêmes, à condition de choisir des grandeurs convenables du taux. Cette exigence sera remplie en prenant :

Taux de distorsion : $D = 2.25\ m\ \%$; m étant la profondeur de modulation.

Taux d'accroissement de la profondeur de modulation $M = 3\ \%$.

Taux de transmodulation $K = 6\ \%$.

Les courbes ont été tracées dans la partie supérieure de la figure 193. Les autres courbes donnent des renseignements sur les mêmes phénomènes pour différentes valeurs de la tension de grille écran.



Courbes du haut. Tension alternative de grille en fonction de la pente pour 6% de transmodulation avec trois tensions différentes de la grille-écran. 6% de transmodulation correspondent à 2,25 *m*% de distorsion de modulation (où *m* = profondeur de la modulation) ainsi que 0,5 % d'harmonique 3.

Courbes du milieu. La pente *S* en fonction de la polarisation de la grille 1 pour trois tensions différentes de la grille-écran (courbes tracées sur échelle logarithmique).

Courbes du bas. Courant d'anode en fonction de la tension de la première grille pour trois tensions différentes de la grille-écran (courbes tracées sur échelle logarithmique).

Fig. 193.

CHAPITRE XIV

Détection par tube électronique.

EN MODULATION D'AMPLITUDE

I. — DÉTECTION PAR TUBE DIODE.

251. Généralités. — Le problème général de la détection a été exposé dans le chapitre VIII. Pour faire apparaître la modulation, il faut appliquer les tensions à haute fréquence à un conducteur qui ne suit pas la loi d'Ohm. Nous avons indiqué un certain nombre de ces conducteurs. Dans le présent chapitre nous allons étudier la détection par tube électronique.

Pendant de longues années, on a employé un procédé de détection par tube triode connu sous le nom de détection par *condensateur shunté* ou *par la grille.*

Fait assez curieux, ce procédé n'était, comme nous le verrons, qu'un cas particulier de la détection par tube diode et tous les inconvénients provenaient précisément du fait que le tube assumait simultanément deux fonctions. Depuis ces dernières années la détection par tube diode est universellement utilisée. On ne fait appel aux autres procédés que pour certaines applications spéciales.

Le problème de la détection a certains points communs avec celui du redressement, étudié dans le chapitre XI. Il y a aussi des différences considérables que nous mettrons en lumière.

252. Détection linéaire et quadratique. — Reprenons figure 194

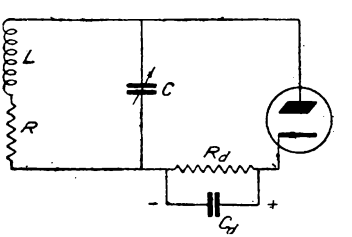


Fig. 194.

le schéma de la détection par diode. LCR est le circuit oscillant de récep-

tion. Les tensions redressées font apparaître aux bornes de R*d* une tension continue [1] dont le sens est indiqué par les signes + et —. Un courant circule dans cette résistance, même en l'absence de signal. Il est dû à l'énergie cinétique des électrons expulsés de la cathode par l'agitation thermique. Ainsi, au repos, la tension aux bornes de R*d* est de l'ordre de 0,7 volt pour une résistance de 500 000 ohms.

Comme pour un tube amplificateur, on détermine cette valeur en cherchant l'intersection de la caractéristique du diode avec la droite correspondant à 500 000 ohms et passant par le point zéro volt (fig. 195).

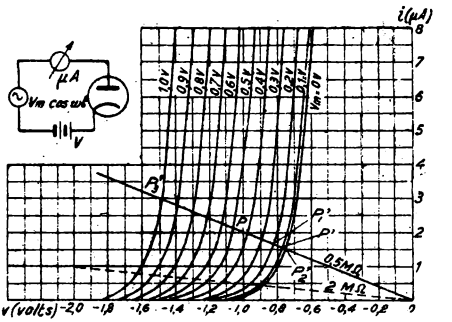


Fig. 195.

En fonctionnement, la tension aux bornes de R*d* augmente avec l'amplitude du signal. Ainsi que nous l'avons observé, on peut admettre que la caractéristique glisse vers la gauche, le point de fonctionnement P demeurant toujours sur la droite correspondant à 500 000 ohms. C'est ce résultat que traduit graphiquement le faisceau des caractéristiques figure 195, relevé à l'aide du montage placé dans le coin du croquis.

Par exemple, le point P, correspondant à une tension de signal de 0,5 volt montre, qu'à ce moment, la tension aux bornes de R est de l'ordre de 2,05 volts.

On peut remarquer que les points correspondant à des tensions alternatives faibles sont situés dans la courbure de la caractéristique — alors que les points correspondant à des tensions supérieures à 1 volt sont placés dans des parties droites.

Il faut aussi noter l'intérêt qu'il y a à employer une résistance d'utilisation relativement faible. En effet, si R_d mesurait 2 mégohms (droite

1. C'est cette tension qu'on peut utiliser pour le régulateur *automatique de sensibilité* ou *antifading*, ainsi que nous aurons l'occasion de le voir dans le tome III.

en pointillé) le point du fonctionnement ne quitterait pas les parties courbes, même pour des tensions alternatives de l'ordre de 2 volts.

D'une manière plus précise, imaginons qu'il s'agisse de detecter une tension de haute fréquence d'amplitude moyenne 0,1 volt modulée à 100 %. Cela veut dire que l'amplitude moyenne est de 0,1 volt et que celle-ci varie entre 0,2 et 0 volt. Pour une alternance de la modulation la variation de courant détecté correspondra à P', P'_1 et pour l'autre à P', P'_2. L'inégalité est flagrante. La détection n'est donc pas linéaire. C'est ce que nous avons déjà montré plus haut.

S'il s'agissait de détecter une tension de 0,5 volt, on aurait dans un cas, une variation P, P'_3 et dans l'autre P, P'_2. L'inégalité relative est déjà beaucoup moins grande.

Si nous avions choisi une profondeur de modulation de 80 % (ce qui est déjà beaucoup) nous aurions obtenu une détection parfaitement linéaire.

Cette méthode graphique nous permet de saisir visuellement l'aspect du problème. Elle nous montre que la détection sera d'autant plus proche de l'idéal que :

a) les signaux seront plus intenses,

b) leur profondeur de modulation sera plus faible.

Le même problème peut se traiter par le calcul. L'analyse en est délicate et le résultat apparaît moins directement.

c) La résistance de charge sera plus faible. Toutefois, nous verrons plus loin qu'une autre condition (amortissement) amène vers une conclusion, exactement inverse. Il convient donc d'adopter une valeur moyenne.

1) *Signaux* $<$ 0,1 *volt : La détection est quadratique.*

La distorsion dépend de la profondeur de modulation *m*. On peut admettre que la distorsion est approximativement égale à $\frac{m}{4}$. Ce qui veut dire qu'à une profondeur de modulation de 80 %, correspond une distorsion de 20 % — ce qui est considérable.

2) *Signaux* $>$ 0,3 *volt.*

La détection est linéaire pour les faibles taux de modulation. La distorsion est toujours inférieure à l'expression donnée plus haut.

3) *Signaux* $>$ 10 *volts.*

La detection est toujours parfaitement linéaire, quel que soit le taux de modulation. La distorsion est nulle.

253. Amortissement produit par le détecteur. — Dans les précédents chapitres nous avons étudié les propriétés du circuit oscillant sans

tenir compte de ses liaisons ou de ses relations avec les circuits extérieurs, sauf dans le chapitre consacré au couplage. Mais nous sommes ici (fig. 194) en présence d'un circuit oscillant qui *transmet de l'énergie.* Il est évident, en effet, que les tensions téléphoniques disponibles aux bornes de R_d sont fournies par le circuit oscillant. Il y a, en d'autres termes, une certaine puissance absorbée W par la détection, exactement comme si nous avions disposé une certaine résistance R_x aux bornes du circuit. En définitive, le circuit équivalent sera celui de la figure 196. La résistance R_x est une

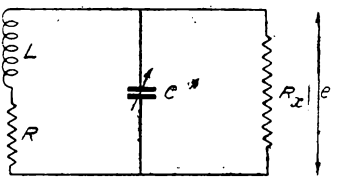


Fig. 196.

cause d'amortissement du circuit oscillant qu'il est indispensable de pouvoir apprécier.

254. Cas des signaux forts. — Soit E la valeur efficace de la tension, appliquée au détecteur. On aura évidemment, d'après la définition même :

$$W_d = \frac{E^2}{R_x}$$

La puissance totale W se compose :

a) de la puissance qui apparaît dans R_d.

b) de la puissance absorbée par le tube diode.

a) La tension redressée continue aux bornes de la résistance R_d est égale très sensiblement à la tension maximum de E (voir courbes 195). On peut donc écrire qu'elle est égale à $E\sqrt{2}$.

b) La puissance absorbée par le diode est négligeable. Sa résistance est de 50.000 ohms, ce qu'on peut négliger devant les 500.000 ohms de R_d.

Nous avons donc finalement :

$$W = \frac{2E^2}{R_d}$$

Mais $W = \frac{E^2}{R_x}$ d'où évidemment $R_x = \frac{1}{2} R_d$.

Tout se passe donc comme si le circuit oscillant était shunté par une résistance égale à la moitié de la résistance de fuite.

Cas de R_d *en parallèle (fig.* 197*).*

On utilise aussi parfois le montage figure 197. La résistance de fuite

est branchée en parallèle sur le circuit oscillant. Rien n'est changé de notre raisonnement précédent. Toutefois, R_d est constamment aux bornes

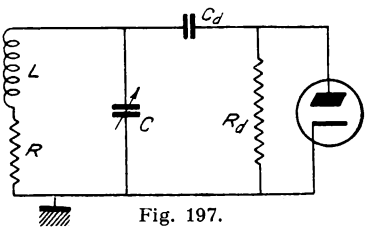


Fig. 197.

du circuit puisque, par définition même, la réactance de C_d doit être négligeable à la fréquence considérée.

En parallèle avec R_x (fig. 196) nous aurons donc R_d et nous écrirons finalement :

$$\frac{1}{R_x} = \frac{2}{R_d} + \frac{1}{R_d} \text{ d'où } R_x = \frac{R_d}{3}.$$

Tout se passe comme si le circuit oscillant était shunté par une résistance égale au 1/3 *de la résistance de fuite.*

255. Cas des signaux faibles. — Le calcul précédent ne s'applique, en toute exactitude, qu'à des valeurs de signaux dépassant 10 volts, ce qui est exceptionnellement grand.

La détermination de l'amortissement pour des signaux faibles est beaucoup plus compliquée. Nous nous bornerons à en indiquer les résultats.

a) *Signaux* $< 0{,}1$ *volt.* $R_x = \frac{0{,}1}{I}$.

I étant l'intensité moyenne de courant qui traverse la résistance.

Par exemple, dans le cas où les signaux sont nuls, le tube diode de la figure 195 débite un courant I = 1,4 μA ou $1{,}4 \times 10^{-6}$ A. L'amortissement correspondant est donc $\frac{0{,}1}{1{,}4 \times 10^{-6}}$ ou environ 71 500 ohms. L'amortissement est donc considérable. Il diminue à mesure que :

1) R diminue. Mais on est limité dans cette voie par d'autres considérations.

2) I augmente — c'est-à-dire que le signal est plus important. La variation ne devient d'ailleurs importante qu'au delà de 0,1 volt.

b) *Signaux* $< 0{,}3$ *volt.*

$$R_x = \frac{1}{2}\frac{V_m}{V} \times R_d.$$

V_m étant la tension modulée appliquée.

V la tension aux bornes de R_d.

Il est évident que le rapport $\frac{V_m}{V}$ tend vers 1 quand E augmente (voir courbes). A ce moment nous retrouverons le résultat établi plus haut.

Conclusions. — La résistance parallèle équivalente au tube diode varie approximativement entre 70 000 et 250 000 ohms, suivant l'amplitude des signaux. D'autre part, la détection est d'autant mieux assurée que l'amplitude est plus grande. Il est donc très intéressant de ne soumettre à la détection que des signaux aussi puissants que possible.

Toutefois, dans tous les cas, l'amortissement demeure relativement considérable. On sait, en effet, construire des circuits oscillants dont l'impédance de résonance est de l'ordre de 500 000 ohms. L'amplification obtenue est, en règle générale, proportionnelle à cette impédance. Mais si, en parallèle sur une impédance de 500 000 ohms, nous disposons une résistance de 70 000 ohms, il est certain que l'impédance résultante sera inférieure à 70 000 ohms. Dans le cas le plus favorable ($R_r = 250\,000$) l'impédance résultante est de l'ordre de 160 000 ohms.

Les mêmes considérations sont encore valables pour la sélectivité, l'amortissement ayant naturellement pour résultat de réduire le facteur de sélectivité.

Il est donc intéressant de chercher s'il est possible de diminuer cet amortissement.

256. Réduction de l'amortissement. — Des considérations théoriques dont il est inutile de rapporter le détail permettent de montrer qu'il est, en effet, possible de réduire l'amortissement. Il suffit, pour cela, de ne soumettre à la détection qu'une partie seulement de la tension développée aux bornes du circuit oscillant (fig. 198).

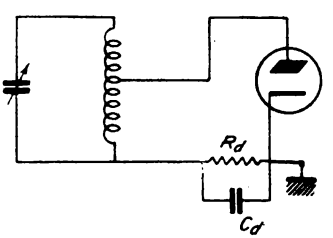


Fig. 198.

Dans le cas d'un circuit simple (comme sur la figure) on peut gagner et *en sélectivité* et en *sensibilité*. Cette dernière qualité étant déterminée par la valeur de l'impédance résultante.

A mesure qu'on diminue le nombre de spires intercalées dans la branche amortie, on observe que l'impédance augmente jusqu'à un maximum. Au moment de ce maximum, l'impédance du circuit est égale à la résistance qu'il faudrait placer en parallèle avec la totalité du circuit pour retrouver les mêmes conditions d'amortissement.

Si l'on dépasse ce maximum, la sélectivité continue d'augmenter, mais la sensibilité diminue.

S'il ne s'agit pas d'un circuit simple, mais de deux circuits couplés on augmente la sélectivité, *mais on diminue toujours la sensibilité.*

Toutefois, comme la selectivité est une qualité indispensable, on préfère souvent perdre un peu d'amplification pour diminuer l'amortissement. On utilise fréquemment une prise médiane sur le dernier circuit oscillant.

Le même résultat peut être obtenu d'une manière plus simple par un couplage statique (fig. 199). On aura exactement l'équivalent d'une

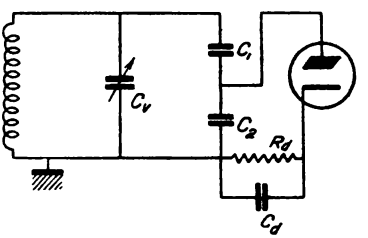


Fig. 199.

prise médiane si $C_1 = C_2$. Par contre, l'ensemble est en parallèle aux bornes de CV. Il y aura lieu d'en tenir compte dans l'accord.

257. Détection symétrique (fig. 200). — Considérons le montage

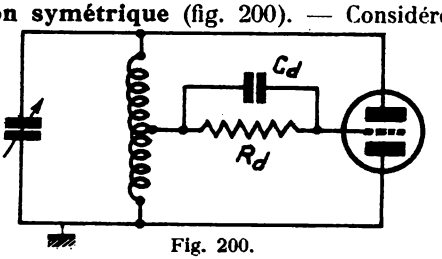


Fig. 200.

de la figure 200 qui utilise *un tube double diode* (ou duo-diode), c'est-à-dire comportant une seule cathode et deux anodes. Les tensions sont recueillies aux bornes de la résistance.

L'emploi de ce schéma n'apporte qu'un avantage sur les schémas plus simples .

qu'on obtiendrait avec un circuit comme celui de la figure 198. La tension totale est donc sensiblement égale. En réalité, elle est inférieure *parce que chaque diode recevant une tension plus faible, est plus éloigné des conditions de la détection linéaire parfaite.*

b) l'amortissement est moins important, car on trouve 2 R_d en shunt sur les circuits.

c) Aucune des extrémités du circuit oscillant n'est ramenée à la cathode qui est généralement la masse du châssis.

Cependant, il est à noter que la capacité de détection en parallèle sur la résistance R_d est à maintenir, comme sur la figure 200. En effet, les composantes à haute fréquence ne sont pas en opposition de phase et donc ne s'annulent pas. On se trouve dans le même cas que pour les redresseurs d'alimentation à valve biplaque où la régulation du courant par condensateur reste nécessaire.

258. Distorsion de détection (fig. 201 *a b c*). — Considérons le circuit détecteur et le circuit d'entrée de l'étage suivant.

On peut distinguer deux composantes principales dans le courant fourni par un détecteur diode : *a)* composante continue, résultant de la détection de l'onde porteuse.

b) composante téléphonique résultant de la modulation. Or, on peut montrer qu'une *distorsion de détection* se produit d'autant plus que: 1° la *charge* en *courant continu* est différente de la *charge en courant alternatif;*

2° que la profondeur de modulation est plus grande.

La charge en courant continu est uniquement constituée par la résistance — R. La charge en alternatif est constituée par l'ensemble R_d — C_d — C_l et R_g. En fait, l'impédance de C_g doit être négligeable par rapport à celle de R_g. On peut donc ne pas en tenir compte.

Nous sommes donc amené :

1° à prendre R_g aussi élevé que possible par rapport à R_d; il est évident que le branchement de cette résistance, en parallèle sur R_d ne changera pratiquement rien si :

2° C_l est aussi faible que possible de manière que, pour toutes les fréquences acoustiques utiles, son impédance soit grande par rapport à R_d.

Pratiquement, on choisira pour R_g le maximum admis par le constructeur de lampes (2 ou 3 mégohms).

Pour régler la puissance acoustique, on a recours pratiquement aux montages *b* ou *c*. Dans *b* le potentiomètre est la résistance R_d. Il est évident que, sur une émission puissante, le curseur du potentiomètre est

ramené du côté M. La résistance R_g ne shunte plus qu'une fraction de R_d et son action est négligeable. On est donc dans les meilleures conditions pour atténuer la distorsion de détection.

Par contre, avec la combinaison *c* la charge en courant alternatif conserve toujours la même valeur. Il peut y avoir distorsion, même sur les émissions les plus puissantes. Il faut ajouter que la réalisation *b* exige l'emploi d'un potentiomètre d'excellente qualité, sinon le passage du courant continu provoque des crachements quand on manœuvre le curseur. C'est la raison pour laquelle le montage *c*, malgré ses défauts évidents et graves, est employé sur la plupart des récepteurs à bon marché.

259. Tubes détecteurs combinés : Duo-diode-triode, duo-diode-penthode. — En général, les tensions téléphoniques fournies par un détecteur diode sont trop faibles pour être transmises directement au tube de puissance. Il faut donc, le plus souvent, intercaler un étage

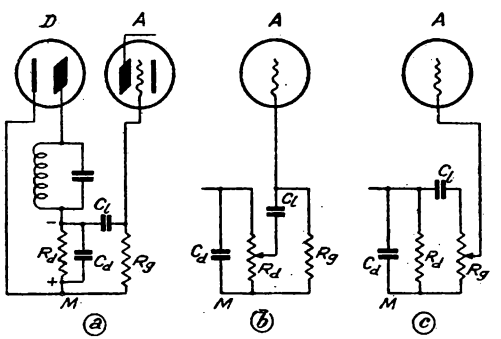


Fig. 201.

d'amplification entre le tube diode et le tube final. Ce tube intermédiaire est appelé soit *tube d'attaque* soit *tube préamplificateur.*

L'élément détecteur D et l'élément amplificateur A peuvent être placés dans la même ampoule. Bien mieux, la cathode peut être commune. On prend soin, toutefois de placer un blindage ou un écran entre les deux éléments pour éviter des *couplages par capacité ou des couplages électroniques.*

Le même tube comporte souvent, non pas un seul élément diode mais deux. L'un est utilisé pour la détection proprement dite, l'autre pour une fonction auxiliaire comme, par exemple, la régulation.

Suivant la nature de l'élément amplificateur on obtiendra ainsi des tubes *duo-diode-triode* ou *duo-diode-penthode.*

Le schéma d'utilisation ne diffère pas, en principe, de la figure 201 *a.*

260. Ancienne détection par condensateur shunté (fig. 202). — Nous sommes maintenant en mesure de comprendre le fonctionnement de l'ancienne méthode de détection dite *par la grille* ou par *condensateur shunté* (fig. 202). L'ensemble, constitué par la cathode et la grille constitue,

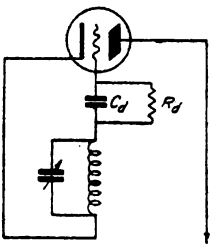


Fig. 202.

en réalité, un détecteur diode. Les tensions sont appliquées entre cathode et grille et, par conséquent, déterminent des variations du courant anodique. Il y a donc simultanément détection et amplification et, en premier examen, le système est équivalent à celui de la figure 201.

Il y a cependant des différences essentielles.

1) En même temps que les tensions téléphoniques, la tension continue qui existe entre les bornes de R*d* est appliquée entre grille et cathode.

La polarisation au repos est très faible. Elle est, en pratique, de l'ordre de 0,5 volt. Cette valeur serait insuffisante si la tension anodique était assez élevée. On est donc dans la nécessité de n'utiliser qu'une tension anodique relativement faible.

2) A mesure que l'on soumet au détecteur des signaux plus forts, la tension continue aux bornes de R*d* augmente. La polarisation devient alors de plus en plus grande. Pour des signaux assez puissants elle correspond au coude inférieur de la caractéristique. Il y a, en conséquence, production de distorsion.

Le phénomène sera tel que la détection par la grille ne peut s'accommoder que de signaux faibles. Elle ne peut donc pas être linéaire. Pour obvier à cet inconvénient il faudrait utiliser une tension anodique très élevée. Mais le paragraphe précédent nous fait comprendre que c'est impossible.

3) En même temps, des tensions à haute fréquence sont également transmises à la grille. Elles sont amplifiées, elles aussi, et peuvent donner lieu à des défauts de stabilité.

Nous verrons plus loin qu'on peut utiliser ces tensions pour faire des montages *à réaction*.

Le tube utilisé pour la détection par condensateur shunté peut etre un tube triode, penthode ou tétrode. On obtiendra naturellement une sensibilité plus grande avec ces deux derniers.

261. Détection dite « de puissance » par la grille. — Le principe de la détection dite *de puissance* ne diffère pas de la détection normale. On prend soin d'utiliser une résistance de grille plus faible : 250 000 ou 500 000 ohms au lieu de 1 ou 2 mégohms et, surtout, on applique à l'anode une tension nettement plus grande.

Pour un même tube, on appliquera, par exemple, 40 à 60 volts pour la détection ordinaire alors qu'on utilisera 120 ou même 150 volts pour la détection de puissance. Ces deux modifications concourent au même but qui est d'éviter d'utiliser le tube dans les régions de caractéristiques coudées.

Mais l'intensité anodique du tube, *dont la polarisation est pratiquement nulle au repos*, dépasse généralement les limites prévues par le constructeur. D'autre part, la sensibilité est plus faible.

Les conditions normales de fonctionnement du tube ne sont respectées que pour des signaux d'amplitude assez grande. La chute de tension dans R*d* (fig. 202) est alors assez grande pour fournir au tube la polarisation normale.

Ce système n'a plus aujourd'hui aucun intérêt puisque l'emploi d'un détecteur diode et d'un amplificateur séparé (qui peut être inclus dans la même ampoule) permet d'obtenir les avantages réunis de la détection normale et de la détection de puissance en évitant les inconvénients des deux.

262. Détection par la « courbure de plaque » ou « par la plaque » (fig. 203). — Le montage de la figure 203 ne diffère point, en principe, d'un montage d'amplificateur à haute fréquence. Toutefois, la tension de polarisation est réglée pour que le point de fonctionnement au repos corresponde au coude inférieur de la caractéristique ou, pratiquement, à l'annulation presque complète de l'intensité anodique. Dans ces conditions, les alternances positives pourront seules déclancher l'apparition d'un courant anodique. Les alternances négatives ne produiront aucun effet. C'est ce que permet de vérifier, d'une manière plus précise, la construction figure 204. Il résultera de cette action que l'intensité moyenne de plaque sera proportionnelle à l'enveloppe de la modulation et que la tension téléphonique sera disponible aux bornes de R_a.

La détection par la plaque peut être utilisée avec un tube penthode, ou tétrode, aussi bien qu'avec un tube triode. Elle serait linéaire si la caractéristique dynamique était rigoureusement droite. Mais il faut

compter avec la courbure inférieure. Aussi peut-on imaginer que la détection sera *square law* pour les faibles amplitudes. Pour les amplitudes importantes elle pourra être presque parfaitement linéaire, à condition que

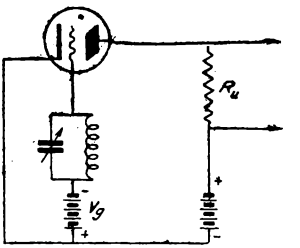


Fig. 203.

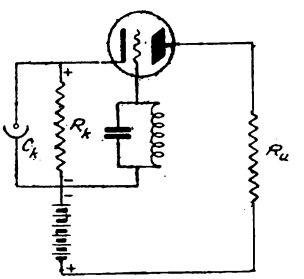


Fig. 205.

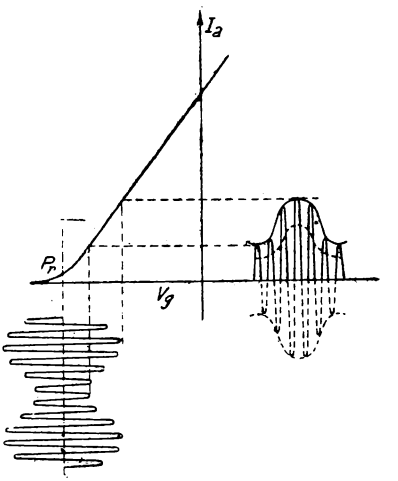


Fig. 204.

la profondeur de modulation ne soit pas excessive. Rappelons en passant qu'on arrive à cette même limitation avec la détection par diode.

La détection par la plaque présentait surtout de l'intérêt avant l'emploi de la détection par diode. Elle avait, sur la détection par condensateur shunté, l'avantage de pouvoir fournir directement des tensions téléphoniques très importantes, suffisantes, en général, pour attaquer directement un tube de forte puissance.

De plus, *l'amortissement est nul.* Le circuit oscillant se borne à modifier le potentiel de grille et l'énergie de détection est empruntée à la batterie anodique. On peut encore s'expliquer cette remarque en observant que le détecteur diode est *un redresseur*, alors que le détecteur par la plaque est un *relais*.

On peut considérer la détection par condensateur shunté comme une détection diode suivie d'un étage d'amplification téléphonique. Par contre, la détection par la plaque sera l'équivalent d'une détection *précédée* d'une amplification à haute fréquence.

Dans les récepteurs modernes, alimentés sur le secteur, il serait impra-

ticable d'utiliser une batterie V_g ou un redresseur spécial pour polariser la grille du tube. On peut faire appel à une chute de tension dans une résistance. Cette chute de tension peut être produite par le courant anodique du tube.

On arrive ainsi au montage de la figure 205. Le mécanisme du fonctionnement est quelque peu différent de celui qui correspond à la figure 203. En effet, dans ce dernier cas, la polarisation est fixe et ne dépend nullement de l'amplitude de la tension transmise au détecteur.

Il n'en est plus de même pour la figure 205. La résistance est choisie de telle sorte que le point de fonctionnement soit voisin du point d'annulation du courant anodique. Il est évident qu'on ne peut obtenir exactement cette annulation puisque cela supposerait une intensité nulle et, en conséquence, une tension nulle au bornes de R_k. Cela suppose R_k infiniment grand — ce qui ne saurait avoir aucun sens. En pratique, on règlera R_k pour que l'intensité anodique soit, par exemple, de 0,0001 A. Le fonctionnement du tube, comme amplificateur, correspondrait à une intensité de 0,004 A par exemple.

Un condensateur de très grande capacité (10 à 20 μF) est branché aux bornes de R*k*.

Quand une tension HF est transmise à la grille, il en résulte une augmentation d'intensité anodique moyenne et, en conséquence, une augmentation de tension entre les bornes de R*k*. Tout se passe donc comme si la caractéristique glissait vers la gauche. On obtient là un fonctionnement tout à fait semblable à celui du détecteur diode. Ce mode de détection est plus rigoureusement linéaire que le montage figure 203, et comme le montage fig. 203, n'apporte aucun amortissement au circuit oscillant.

263. Détection plaque dite détection Sylvania (fig. 205 *bis*). — La détection « Sylvania » (nom de la firme américaine qui en préconise l'emploi) est une forme particulière de la détection par la plaque. Le montage est donné fig. 205 *bis*.

La résistance élevée R_d placée dans le retour de la cathode sert à polariser la lampe et, en même temps, constitue la charge anodique. Cette résistance n'étant shuntée que par une capacité faible C_d provoque, en même temps, la naissance d'une tension de contre-réaction d'intensité qui corrige l'effet de courbure de la caractéristique. Toutefois, il n'y a pas, comme on l'a prétendu, contre-réaction de détection (ce qui n'aurait aucun sens). Le taux de contre-réaction étant égal à 1, la lampe ne fournit aucune amplification. Il en résulte que la sensibilité est la même que s'il s'agissait d'un simple détecteur diode.

La distorsion de modulation peut se produire si l'impédance de charge en courant continu diffère de l'impédance de charge en courant alternatif.

On pourra donc faire, à ce propos, les mêmes observations que pour le

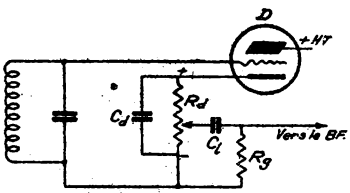


Fig. 205 *bis*.

détecteur diode (voir n° 258). La tension continue qui naît entre les extrémités de R*d* n'a pas le même sens que s'il s'agissait d'un montage diode. Elle ne peut donc pas être utilisée pour la commande automatique de sensibilité.

264. Voltmètres amplificateurs[1]. — Quel que soit le principe d'un détecteur, on peut observer que l'injection d'une tension à haute fréquence se traduit par l'apparition d'un courant continu et d'une composante alternative qui est l'enveloppe de la modulation. Il existe une relation constante entre l'intensité de la composante continue et l'amplitude de la tension à haute fréquence. On peut donc mesurer la tension à haute fréquence à l'aide de l'intensité continue. C'est cette remarque qui est à la base de nombreux modèles de voltmètres amplificateurs.

Un montage analogue à celui de la figure 203 a l'avantage de ne soustraire aucune énergie aux circuits. Avec les tubes modernes, il permet de mesurer des tensions à haute fréquence d'une amplitude minimum de l'ordre de 0,1 volt. Si cette sensibilité n'est pas suffisante, on peut naturellement faire précéder le voltmètre d'un ou plusieurs étages d'amplification. L'étalonnage du voltmètre amplificateur peut être fait avec des tensions à 50 périodes, ce qui est particulièrement commode.

Il convient de noter, en passant, que, si le montage de la figure 203 n'introduit pratiquement aucun amortissement, il peut néanmoins modifier la capacité des circuits et provoquer des déréglages. Toutefois, la correction est toujours facile à faire.

On peut aussi utiliser soit un détecteur diode, soit un détecteur grille (fig. 202). Ce dernier montage peut être considéré comme une détection diode suivie d'un étage d'amplification *en courant continu*. La sensibilité est plus grande qu'avec le montage 203. Par contre l'amortissement est notable. On peut aussi utiliser l'association d'un détecteur diode avec un étage d'amplification à courant continu.

1. Pour les détails de réalisation voir Tome III.

CHAPITRE XV

Tubes générateurs d'oscillations entretenues. Émetteurs pilotes. Stabilisation par quartz.

265. Généralités. — Les oscillations libres d'un circuit s'éteignent rapidement à cause de l'amortissement. Nous avons déjà indiqué dans les pages précédentes que les oscillations sont entretenues si l'on peut réaliser un dispositif capable de restituer au circuit l'énergie dégradée pendant l'alternance précédente. De la sorte, l'amplitude reste constante et les oscillations sont entretenues.

Nous avons choisi comme exemple le balancier d'une horloge. *L'échappement* est un mécanisme qui, à chaque oscillation, transmet une petite impulsion au balancier.

Si l'énergie emmagasinée était distribuée au hasard, il y aurait des impulsions dans tous les sens et aucun mouvement régulier du balancier ne pourrait se produire. L'échappement se charge de distribuer judicieusement et harmonieusement l'énergie.

Le tube triode permet d'obtenir précisément cet effet. L'énergie motrice est celle du circuit anodique et l'impulsion d'entretien est transmise par le circuit d'anode, commandé par le circuit de grille. La réaction grille-plaque joue exactement le rôle de l'échappement.

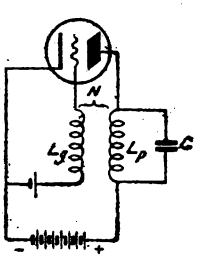


Fig. 206.

266. Étude élémentaire. — Soit le montage figure 206 comportant un circuit accordé L_pC, dont la bobine est couplée avec une autre inductance L_g placée dans le circuit de grille du tube.

Supposons qu'une impulsion électrique quelconque soit transmise au circuit. En pratique, cette impulsion existe toujours, ne serait-ce que grâce aux petites variations du débit électronique de la cathode. Admettons que cette impulsion ait pour effet une diminution de l'intensité anodique instantanée.

Cette variation d'intensité se traduit par l'apparition d'une tension induite dans l'inductance de grille. Le sens du couplage entre L_p et L_g peut être tel que cette tension vienne diminuer la tension de grille instantanée. *Il en résulte alors une diminution nouvelle de l'intensité anodique.* Le phénomène se poursuit ainsi, jusqu'au moment où l'intensité anodique est nulle. A ce moment-là, il n'y a plus de courant anodique et, en conséquence, plus de tension induite, aux bornes de l'inductance.

Le système tend à reprendre l'état initial. De décroissant qu'il était, le courant d'anode devient croissant. La tension induite entre les bornes de L_g tend, cette fois, à augmenter et, en conséquence, vient accélérer l'augmentation d'intensité.

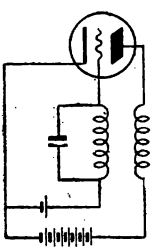


Fig. 207.

Grâce à ce même phénomène, le point d'équilibre normal est dépassé et le courant anodique croît jusqu'à la saturation. A ce moment, il y a un nouveau renversement du phénomène pour les mêmes raisons.

Le montage sera donc le siège d'impulsions successives qui se règlent tout naturellement sur la fréquence propre du circuit L_pC, exactement comme les impulsions du balancier de l'horloge se règlent sur la fréquence propre à ce balancier.

Nous avons supposé que, d'un côté, la diminution de courant anodique allait jusqu'à l'intensité nulle et, de l'autre, jusqu'au courant de saturation. En réalité, il n'en est pas ainsi : ce sont des limitations dans la pente des caractéristiques qui interviennent. L'inclinaison tend à diminuer des deux côtés (voir fig. 108) et il y a une valeur limite qui dépend, d'ailleurs, du couplage entre L_g et L_p.

Le même raisonnement serait valable si le circuit accordé était disposé dans le circuit de grille (fig. 207).

Enfin, les circuits de grille et de plaque peuvent être couplés par d'autres moyens qu'une inductance mutuelle. On pourra, par exemple, les coupler par une capacité ou utiliser un couplage mixte.

267. Étude mathématique élémentaire. — Considérons le schéma (fig. 208 *a*). Nous supposons qu'il existe un courant anodique de valeur moyenne i_a et un courant variable dans le circuit oscillant, dont la valeur instantanée est i.

Entre les deux inductances existe un coefficient d'induction mutuelle N. Dans ces conditions, la tension induite par le courant anodique entre cathode et grille est $N\frac{di}{dt}$. Le mécanisme d'amplification du tube fait alors apparaître dans le circuit de plaque une force électromotrice $-\mu N\frac{di}{dt}$ si μ est le coefficient d'amplification du tube.

Nous avons disposé dans le circuit de grille une batterie de polarisation telle, qu'à aucun moment du fonctionnement, il n'y ait production de courant de grille. Il en résulte qu'aucun courant ne parcourt l'inductance de grille et qu'en somme, celle-ci est à circuit ouvert.

Tout se passe donc, en définitive, comme si le circuit oscillant était seul dans le circuit de plaque, ce dernier lui transmettant une tension $-\mu N\frac{di}{dt}$ à la suite d'une variation di.

Le système se ramène donc à la figure 208 *b*).

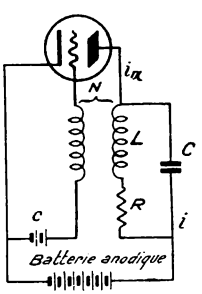


Fig. 208 *a*.

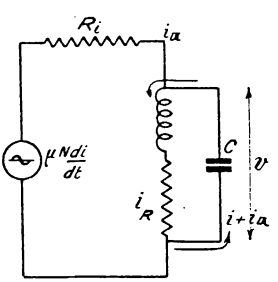


Fig. 208 *b*.

Nous pouvons alors écrire, dans le circuit oscillant :

$$\begin{cases} L\dfrac{di}{dt} + Ri + v = o & (1) \\ C\dfrac{dv}{dt} = i + i_a. & (2) \end{cases}$$

Dans le circuit extérieur :

$$Ri_a + v + \mu N \frac{di}{dt} = o. \tag{3}$$

L'équation (1) nous donne :

$$v = - L \frac{di}{dt} - Ri \tag{4}$$

et

$$\frac{dv}{dt} = - L \frac{d^2i}{dt^2} - R \frac{di}{dt}. \tag{5}$$

Valeur que nous pouvons porter dans (2) :

$$C \left(- L \frac{d^2i}{dt^2} - \frac{R di}{dt} \right) = i + i_a$$

d'où :

$$i_a = - C \left(L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} \right) - i.$$

Expression que nous remplaçons dans (3) et qui avec (5) nous donne :

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + \left(R + \frac{L - \mu N}{R_i C} \right) \frac{di}{dt} + \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) \frac{1}{C} i = o.$$

C'est l'équation que nous avons déjà établie pour un circuit oscillant. Toutefois, la résistance est remplacée par l'expression :

$$\left(R + \frac{L - \mu N}{R_i C} \right). \tag{6}$$

La capacité serait :

$$C \frac{R_i}{R_i + R}. \tag{7}$$

268. Résistance effective. Résistance négative. Amortissement. — *Le coefficient d'amortissement* du circuit sera :

$$a = \frac{1}{2L} \left(R + \frac{L - \mu N}{R_i C} \right).$$

On voit qu'il peut devenir nul si :

$$R = - \frac{L - \mu N}{R_i C}. \tag{8}$$

C'est pour cette raison que cette dernière expression est désignée sous le nom de *résistance négative*. Pour augmenter ce terme, il suffit d'augmenter le couplage N qui est à notre disposition. Il faut, naturellement, que N ait le signe convenable sinon nous observerons une augmen-

tation de l'amortissement (contre-réaction). Nous retrouvons là l'hypothèse déjà faite dans les §§ 229 et suivants.

Pour la condition (8) on dira que le système est *à la limite d'entretien.* Physiquement, les oscillations conservent exactement l'amplitude qu'on leur a donnée.

Pour $R < -\frac{L - \mu N}{R_i C}$ le circuit a une résistance négative. Physiquement cela correspond au phénomène suivant : *l'amplitude des oscillations s'accroît indéfiniment.* Il est évident que ce résultat absurde ne peut correspondre à la réalité.

Mais nous avons fait l'hypothèse qu'il n'y avait pas de *courant de grille.* En fait, dès que l'amplitude des tensions induites dans l'inductance de grille dépasse la polarisation, il y a production d'un courant de grille. Il devient alors impossible de considérer isolément le circuit de plaque. Le circuit de grille introduit un amortissement croissant qui vient limiter automatiquement l'amplitude.

269. Influence du tube sur la fréquence produite. — La pulsation des oscillations libres du système sera donnée par l'expression :

$$\omega^2 = \left(1 + \frac{R}{R_i}\right) \frac{1}{LC}.$$

En règle générale, R sera très faible et R_i très grand, *il en résultera que les oscillations seront très sensiblement entretenues à la fréquence des oscillations libres du circuit supposé seul.* Nous retiendrons que cette condition sera d'autant mieux remplie que R sera plus petit (circuit à faibles pertes) et R_i plus grand (Tube à grande résistance interne). Nous pourrons, éventuellement, augmenter R_i en plaçant une résistance en série dans le circuit de plaque.

On peut encore envisager sous un autre angle la variation de fréquence introduite par le tube.

Reprenons l'expression (7) du calcul précédent. Le circuit oscillant fictif correspondant au système figure 208 aurait une capacité égale à $C \frac{R_i}{R_i + R}$. Cette valeur ne diffère pas de C si $\frac{R_i}{R_i + R} = 1$ c'est-à-dire si l'on peut négliger R devant R_i.

270. Influence du courant de grille. — D'après ce qui précède, la fréquence des oscillations produites semble être indépendante du couplage, représenté par N dans le calcul ci-dessus. *En réalité, ce résultat n'est valable que dans l'hypothèse d'un courant de grille nul.* Nous avons

déjà indiqué plus haut que cette condition était toute théorique. En pratique, c'est précisément l'influence du circuit de grille qui introduit les plus grandes modifications de la fréquence.

La résistance moyenne de l'espace filament grille dépend directement de l'amplitude des oscillations. Quand cette résistance n'est pas infinie, on ne peut admettre que l'enroulement grille est à circuit ouvert. Pratiquement la fréquence produite sera d'autant plus différente de celle du circuit accordé supposé seul que le couplage sera plus serré.

On réduira l'influence du circuit de grille en diminuant l'intensité du courant qui le traverse. L'emploi d'une polarisation par batterie est possible. Il est cependant assez limité. La batterie doit nécessairement avoir une tension inférieure à celle qui correspond à la suppression du courant de plaque au repos. En effet, dans ces conditions, les oscillations ne pourraient pas s'amorcer. Il serait d'ailleurs possible d'obtenir un fonctionnement stable à condition de pouvoir déclancher l'apparition des oscillations.

On préfère généralement utiliser la méthode du condensateur shunté qui a l'avantage d'être automatique et auto-régulatrice. On introduit

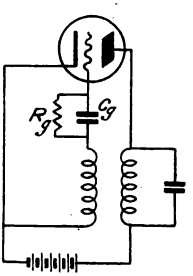


Fig. 209.

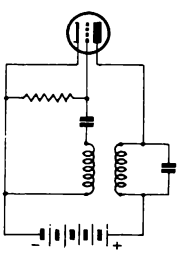


Fig. 209 *bis*

dans le circuit de grille (fig. 209) une résistance élevée R_g shuntée par un condensateur C_g. Le courant de grille, provenant de la rectification des oscillations, produit une chute de tension entre les extrémités de R_g et polarise automatiquement la grille. Au repos, il n'y a pas de polarisation, ce qui est favorable à l'amorçage. En fonctionnement la polarisation croît avec l'amplitude.

La résistance de grille auto-polarisatrice peut aussi bien être placée en parallèle sur le circuit oscillant (fig. 209 *bis*) qu'en série avec lui (fig. 209).

271. Quelques montages d'émission. — Il serait fastidieux et inutile de passer en revue tous les montages réalisables. Nous nous bornerons à en citer quelques-uns seulement.

Un des plus connus est le *montage Hartley* (fig. 210). Le circuit oscillant est branché entre grille et plaque. Il est aisé de voir que le principe est le même que celui de la figure 209. La bobine unique comporte une prise médiane si bien qu'on peut la considérer comme deux bobines réalisées l'une au bout de l'autre. D'ailleurs, la variante connue sous le nom de

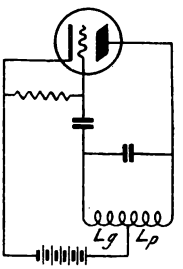


Fig. 210.

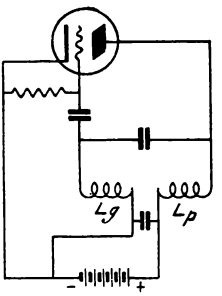


Fig. 211.

split Coil Hartley (fig. 211) ou *Hartley à bobine coupée* est bien nette à cet égard.

Dans les montages précédents la source d'alimentation est placée en série avec le circuit anodique. Mais on peut aussi la placer en parallèle et on obtient alors d'autres variantes. La figure 212 donne le schéma d'un *Hartley à alimentation parallèle.* Il est nécessaire de prévoir une

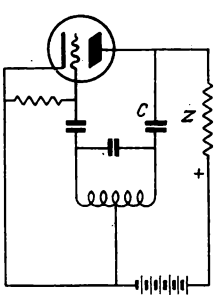


Fig. 212.

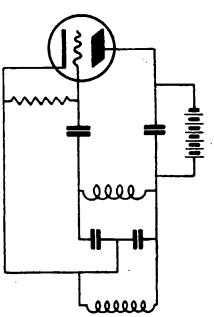


Fig. 213.

impédance Z pour éviter la mise en court-circuit de la bobine de plaque par la batterie ou la source anodique.

Le *montage Colpitts* est représenté figure 213. C'est la réplique du montage Hartley à cette différence près que la prise intermédiaire pour diviser les circuits de plaque et de grille est faite, non pas sur la bobine mais sur le condensateur. On imaginera facilement la variante à alimentation parallèle.

Montages Mesny.

Les montages Mesny sont particulièrement bien adaptés à la production des ondes courtes. Ce sont, en somme, des montages « push-pull » ou symétriques prévus pour l'émission. Nous en donnons un exemple figure 214. La résistance de grille R_g peut ne pas être shuntée. On peut

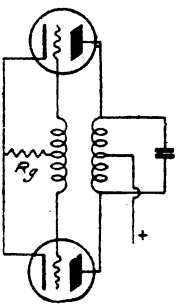


Fig. 214.

voir, en effet, que les composantes alternatives qui la traversent sont continuellement en opposition de phase.

On peut facilement imaginer des montages Mesny dérivés de l'Hartley, du Colpitts, etc., etc...

272. Stabilité de la fréquence. — Il est extrêmement important que la fréquence émise par les générateurs soit invariable pour un réglage donné. Or, nous venons d'indiquer plus haut que la fréquence était fixée par les constantes du circuit oscillant, mais aussi par les *tensions d'alimentation du tube.* Il est intéressant de réduire cette dernière influence au minimum. C'est à cette seule condition qu'on pourra construire des ondemètres à lampes, par exemple.

Parmi les facteurs qui agissent favorablement sur la stabilité on peut citer les suivants :

1° Emploi d'un tube à grand coefficient d'amplification et, surtout, à grande résistance intérieure. On peut introduire une résistance en série dans le circuit d'anode.

2° Circuit oscillant constitué par une grande capacité et une inductance relativement faible.

3° Inductance de réaction faible et aussi faiblement couplée que possible.

4° Courant de grille aussi réduit que possible (condensateur shunté). Ce qui suppose la production d'oscillations de faible amplitude.

En appliquant simplement les indications précédentes, on peut obtenir une stabilité de l'ordre de 10^{-4} pour des variations de 10 % dans les tensions d'alimentation. Cette précision est suffisante dans un certain nombre de cas.

273. Cas de la radiodiffusion et de l'émission en général. Émetteur pilote. — Pour de nombreux autres cas, une précision plus grande est indispensable. Pour éviter les interférences, les stations d'émission doivent occuper très exactement la longueur d'onde qui leur est assignée.

On pourrait utiliser les principes exposés dans les paragraphes précédents pour obtenir la stabilité nécessaire. Mais cela soulèverait des difficultés certaines et presque insurmontables.

Un émetteur puissant aura forcément des inductances de dimensions relativement grandes. Pour éviter toute déformation mécanique — cause d'une variation dans les constantes électriques — il serait nécessaire de placer l'émetteur tout entier dans une enceinte à température constante.

On préfère avoir recours à une solution très différente : celle de l'émetteur pilote. On désigne par ce terme un émetteur à très faible puissance qui est chargé d'exciter ou de piloter un amplificateur de puissance. Ce dernier porte les oscillations produites à l'amplitude que l'on désire.

Comme l'émetteur pilote est de petites dimensions, il est relativement facile de le soustraire entièrement à toutes les influences extérieures. On pourra sans difficulté le placer dans une enceinte maintenue à une température invariable par un thermostat.

Enfin, il devient impossible de stabiliser rigoureusement la fréquence émise à l'aide d'un diapason ou d'une lame de quartz.

274. Propriétés des lames de quartz. — Nous avons exposé dans le tome I, § 56, page 67, que, si l'on comprime une lame de quartz, on fait apparaître des charges électriques égales, mais de signe contraire sur les deux faces opposées. Inversement, si l'on applique des charges électriques on provoque, soit une dilatation, soit une compression, suivant le sens du champ électrique. Le quartz est, de plus, un matériau doué d'élasticité.

Si nous faisons cesser la compression sur une face, le cristal reprendra son volume mais pourra décrire une série d'oscillations de part et d'autre de sa position d'équilibre. De même, les branches d'un diapason ne reprennent leur position de repos qu'après avoir décrit un certain nombre d'oscillations. Mais alors que le diapason oscille tout au plus à quelques

milliers de périodes par seconde, la lame de quartz peut osciller à *de très hautes fréquences*. Il s'agit, ne l'oublions pas, de vibrations *élastiques, qui se communiquent à l'air, et produisent ainsi des vibrations ultra-sonores*. Le quartz *ne produit pas de rayonnement. Mais, ses vibrations mécaniques étant accompagnées de phénomènes électriques (piézo-électricité) on peut passer sans difficulté, de la vibration mécanique au courant de haute fréquence et, de ce dernier, au rayonnement hertzien.*

Les oscillations des lames de quartz convenablement taillées sont extrêmement peu amorties. On peut, sous certaines réserves, assimiler un cristal à un circuit oscillant dont l'inductance serait relativement très grande (quelques henrys), la capacité très faible. Le facteur de surtension serait de l'ordre de 10 000 c'est-à-dire beaucoup plus élevé que celui du meilleur circuit oscillant réalisable. Il en résulte que le quartz est comparable à un circuit d'une sélectivité énorme et ne peut osciller que dans une bande de fréquences extrêmement mince.

Le quartz cristallise dans le système rhomboédrique. La figure 215 *a*)

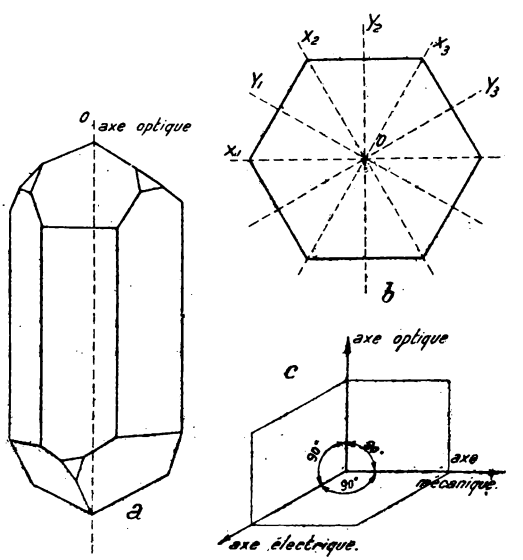


Fig. 215.

représente un échantillon idéal qu'il est, d'ailleurs, extrêmement rare de trouver complet dans la nature. L'axe longitudinal est l'*axe optique*. Les troncatures de pyramides font que la symétrie est simplement ternaire. Il y a donc *trois axes mécaniques*, perpendiculaires aux faces latérales

et *trois axes électriques*, perpendiculaires à ces derniers. Une lame taillée dans le plan d'un axe mécanique, perpendiculairement à un axe électrique, a un coefficient de température *négatif* de l'ordre de 5.10^{-5}. S'il est taillé dans un plan perpendiculaire le coefficient de température est *positif* et de même grandeur absolue. Il est donc certain qu'à une certaine position intermédiaire correspondra un coefficient de température sensiblement nul.

Certains auteurs donnent à ce sujet des chiffres précis, mais les travaux récents de M. Armand de Gramont ont montré que la question n'était pas aussi simple qu'on pouvait le croire. L'angle de taille optimum dépend, en particulier, de l'épaisseur de la lame.

275. Oscillateur à quartz. — Le montage le plus simple est indiqué figure 216. La lame de quartz, généralement un disque, est placée entre

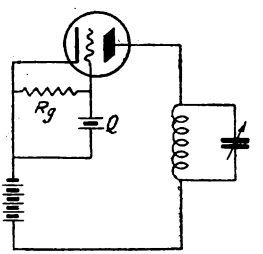


Fig. 216.

deux armatures qui laissent un léger intervalle d'air, ou, mieux, de vide. Le *condensateur à quartz* ainsi réalisé est inséré dans le circuit de grille d'un tube triode. La tension de grille est définie, soit par une résistance de fuite R_g, soit par un ensemble comportant résistance et inductance. Le circuit de plaque est constitué par un circuit oscillant dont les constantes correspondent à la fréquence du cristal. Il faut noter d'ailleurs que ce circuit *ne doit pas être exactement accordé*. Ce n'est pas lui qui détermine la fréquence produite. Un déréglage de ce circuit n'agit pratiquement pas sur la fréquence mais uniquement sur l'amplitude.

Le transfert d'énergie nécessaire entre les circuits de grille et de plaque s'opère par la capacité interne du tube.

Il existe, d'ailleurs, de multiples variantes de ce schéma. Mais le principe reste le même.

276. Fréquence émise. Puissance. Stabilité. Emploi de tourmaline. — La longueur d'onde dépend de l'épaisseur du cristal et de l'angle

de taille. Elle est comprise entre 103 et 160 mètres de longueur d'onde par millimètre d'épaisseur. Elle varie, d'ailleurs, légèrement avec l'échantillon examiné.

L'expérience montre qu'on ne peut faire subir à un cristal des vibrations de trop grande amplitude. Il est d'abord le siège d un échauffement anormal. Ensuite, il ne tarde pas à se briser et à perdre rapidement ses propriétés oscillatoires.

En donnant une forme spéciale à la lame vibrante on peut lui faire subir des vibrations d'amplitude beaucoup plus importante [1].

Pour obtenir la stabilisation des ondes les plus courtes, on serait amené à utiliser des lames de quartz extrêmement minces. Au-dessous de 100 mètres (épaisseur de l'ordre du mm.) on préfère utiliser des systèmes doubleurs de fréquences. Pour contrôler une onde de 60 mètres, on utilisera par exemple, un quartz oscillant sur 120 mètres et on doublera la fréquence. On peut aussi sélectionner un harmonique.

Il existe aussi des tailles spéciales qui permettent d'obtenir des oscillations de très haute fréquence avec une épaisseur relativement grande de quartz.

Pour que la fréquence soit rigoureusement stable il faut maintenir le quartz à température et à pression constantes.

Dans ces conditions, il n'est pas impossible d'obtenir une stabilité de l'ordre de 10^{-7}

Cette stabilité est si bonne qu'on a pu réaliser des horloges garde-temps, contrôlées par quartz, dont la précision est du même ordre de grandeur que celle des horloges astronomiques.

Par le procédé des *contours isoélastiques*, M. de Gramont, a pu réaliser des quartz oscillant directement sur 6 mètres (50 millions de cycles-seconde) dont l'épaisseur n'était que de 0,08 mm.

On peut aussi avoir recours aux lames de tourmaline (Borosilicate d'aluminium) qui ont une épaisseur plus grande pour une même fréquence.

277. Émetteur à oscillateur pilote. — Un émetteur moderne, comme ceux qui sont utilisés dans les stations de radiodiffusion comportera les éléments suivants (fig. 217) :

Tout d'abord, *l'oscillateur pilote* ou *maître oscillateur* contrôlé par un cristal et donnant, tout au plus, une puissance haute fréquence de quelques watts. L'ensemble oscillateur est complètement blindé et placé généralement dans une enceinte à température et, parfois, à pression constantes.

La tension à haute fréquence fournie est ensuite amplifiée. On utilise

1. Voir appendice.

des montages classe B ou classe C de manière à obtenir un rendement aussi bon que possible. A mesure que l'amplitude est plus grande, on utilise des tubes plus puissants, qui sont ou des triodes ou des penthodes.

Quand on emploie des triodes, il est indispensable de neutrodyner

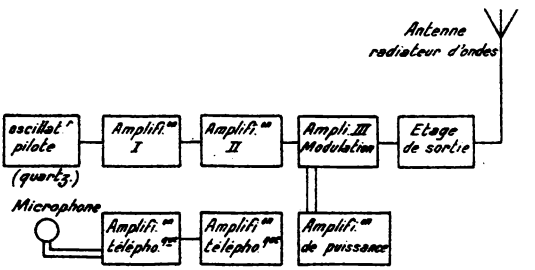


Fig. 217.

les étages successifs pour éviter les réactions. On tend aujourd'hui à utiliser des tubes penthodes spéciaux.

La modulation est généralement introduite avant l'étage final. Pour ce dernier, on fabrique des tubes dont la puissance peut atteindre 300 kilowatts. Bien que le principe soit rigoureusement identique à celui des petits tubes de réception on conçoit sans peine que la construction puisse en différer notablement. Ces tubes à grande puissance sont généralement refroidis par circulation d'eau.

L'émetteur correspond ainsi à la disposition schématique de la figure 217.

Nous traiterons en détail de l'amplification de puissance en haute fréquence et, notamment de la classe C, dans le chapitre XV *bis*.

278. Oscillateurs à dynatron. — Lorsque la grille d'un tube est portée à une tension supérieure à la tension plaque (voir plus haut, §§ 153-154) on obtient un dispositif à résistance négative. Cette résis-

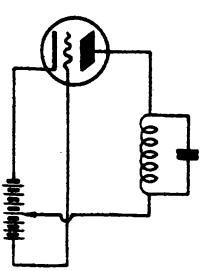


Fig. 218.

tance négative peut être utilisée pour neutraliser la *résistance positive* d'un circuit oscillant. De la sorte, il est possible de produire des oscillations entretenues.

On utilisera, par exemple, le montage de la figure 218. On peut aussi employer un tube tétrode, en portant l'écran à une tension supérieure à la tension de plaque.

Les oscillations se produiront d'autant plus facilement que le circuit aura un amortissement plus faible.

Les dynatrons ont cet avantage de fournir une fréquence d'oscillation à peu près complètement indépendante du tube et des constantes d'alimentation.

Nous répétons qu'il faut se garder d'utiliser un tube quelconque, à moins de consulter le constructeur sur les caractéristiques que l'on se propose de réaliser. En effet, les tubes modernes sont faits pour travailler avec grille négative. L'utilisation avec grille positive peut se traduire par une surcharge violente des éléments et une détérioration rapide.

279. Production d'ondes ultra-courtes. — En utilisant des tubes spécialement construits, dont les dimensions mécaniques sont réduites et dont les capacités parasites sont très faibles (lampes Glands) on peut obtenir, avec les montages classiques (fig. 210 à 211) des oscillations dont la longueur d'onde minimum est de l'ordre de 30 centimètres. Il est impossible d'obtenir des ondes plus courtes pour une raison assez facile à comprendre.

Tant qu'il s'agit d'ondes plus longues, on peut négliger la durée du parcours électronique entre la cathode et l'anode. Mais pour les ondes de 30 centimètres, cette durée devient supérieure à la période (un milliardième de seconde). On ne peut, d'autre part, réduire indéfiniment les dimensions des tubes.

Enfin, les dimensions mécaniques des circuits électriques deviennent, elles aussi, très petites.

On peut cependant obtenir des oscillations électriques correspondant à des fréquences plus élevées, mais il faut faire appel à d'autres phénomènes.

280. Oscillations de Barkhausen. Montage Pierret. — Barkhausen a observé en 1910, des phénomènes anormaux et, *a priori*, inexplicables, quand, dans certaines conditions, on porte la grille d'un tube triode à une tension fortement positive, la plaque étant portée à une tension négative ou nulle par rapport à la cathode.

Après des recherches, Barkhausen a pu conclure que ces phénomènes étaient dus à la présence d'oscillations à très haute fréquence dans la lampe. On renforce nettement le phénomène en soudant à la grille et à la plaque des fils d'une longueur égale au 1/4 de la longueur d'onde

émise. Le montage est indiqué figure 219. La dimension des circuits

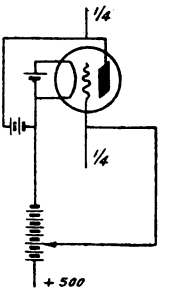


Fig. 219.

extérieurs n'agit pratiquement pas sur la fréquence des oscillations. Le facteur agissant semble être la tension anodique.

La longueur d'onde émise est approximativement donnée par :

$$\lambda = \frac{A}{V}$$

λ = longueur d'onde
A = constante
V = tension anodique.

C'est-à-dire que la fréquence est proportionnelle à la tension plaque.

On peut interpréter le phénomène de la manière suivante : Les électrons sont attirés violemment par la grille, portée à une tension positive élevée. Ils se précipitent avec une vitesse considérable. La plupart atteignent la grille. D'autres, entraînés par leur vitesse, passent à travers les spires et se trouvent alors repoussés par le champ de la plaque. Ils reviennent en arrière, attirés de nouveau par la grille. Ils peuvent ainsi décrire un certain nombre d'oscillations de faible amplitude mais à très haute fréquence.

La puissance produite est extrêmement faible. Elle est cependant suffisante pour être facilement mise en évidence et pour permettre de faire des expériences qui montrent bien les propriétés quasi optiques de ces ondes.

L'oscillateur de Pierret est dérivé du montage de Barkhausen. Il comporte deux inductances d'arrêt sur les connexions de grille et de plaque et deux disques de cuivre rouge qui peuvent glisser sur les tiges T et T' (fig. 220). On peut ainsi réaliser un véritable accord qui n'agit pas sur la fréquence produite, mais sur son amplitude. On règle la fréquence

en agissant sur les tensions d'alimentation. Le montage de Pierret permet d'obtenir des ondes de 10 centimètres.

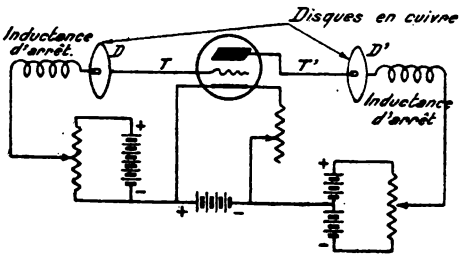


Fig. 220.

281. Note pratique sur les oscillations de Barkhausen. — Pour obtenir des oscillations de Barkhausen, il faut utiliser des tubes spéciaux, à chauffage direct, ayant un filament de tungstène. La grille doit pouvoir supporter une température élevée ; elle est généralement en molybdène. Il faut remarquer, en effet, que toute la dissipation de puissance se produit sur la grille. D'autre part, il est nécessaire, pour obtenir de bons résultats que grille et plaque soient cylindriques.

Certains constructeurs ont étudié des tubes spéciaux pour ces applications particulières.

282. Oscillations de relaxation. — Certains montages (multivibrateurs) permettent d'obtenir des oscillations extrêmement riches en harmoniques (oscillations de relaxation)[1]. Cette question sera traitée à propos des tubes à rayons cathodiques.

283. Modulation des émetteurs. — *Généralités.* — Nous avons déjà défini (§ 86 et suivants) ce qu'on entendait *par modulation en amplitude, profondeur de modulation*, etc... Le but d'une émission téléphonique est précisément la *transmission de la modulation* d'un point à un autre. Le rayonnement à haute fréquence n'est qu'un intermédiaire, *un simple moyen de transport.* On comprendra, d'après cela, l'importance de l'opération de la modulation.

Un émetteur de 100 kilowatts, modulé à 10 % aura une efficacité, une puissance utile, du même ordre de grandeur qu'un émetteur de 10 kilowatts modulés au maximum. Nous avons déjà exposé que ce maximum était inaccessible en pratique, surtout dans les émissions de radiodiffu-

1. Voir tome I, § 145, page 148 et note page 159.

sion. En effet, le caractère artistique d'une émission musicale dépend *des nuances* c'est-à-dire des rapports d'intensité. Si la modulation est de 100 % dans un « fortissimo »; elle sera de 1 ou 2 % dans un « pianissimo » et, en moyenne, ne dépassera pas 20 ou 30 %. En réalité, dans un but d'économie de puissance qu'on conçoit mais ne peut se défendre sur le plan artistique, on est amené à choisir une profondeur moyenne de 30 à 50 % et à « comprimer » les « forte » pour que la profondeur correspondante ne dépasse pas le maximum admissible de 95 à 98 %.

Mais il faut tenir compte aussi de la qualité de la modulation, c'est-à-dire de la fidélité avec laquelle elle respecte toutes les inflexions du courant original.

284. Modulation par la grille. — Une des plus anciennes méthodes de modulation et l'une des plus simples est la modulation dite : *par la grille.* Il est facile de se rendre compte du fonctionnement.

Imaginons un tube générateur auto-entretenu. L'amplitude des oscillations produites dépend d'un certain nombre de facteurs et, en particulier, de la pente de la caractéristique au point moyen de fonctionnement.

Si l'on diminue la pente, on diminue l'amplitude des oscillations. On l'augmentera, au contraire, en augmentant la pente.

La caractéristique qui donne la variation du courant anodique en fonc-

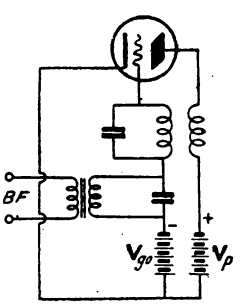


Fig. 221.

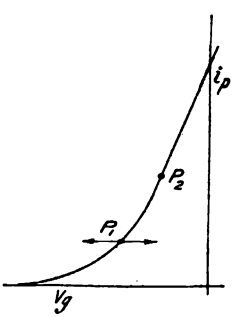


Fig. 222.

tion de la tension de grille n'est droite que sur une certaine région. Quand nous augmentons la polarisation, nous observons une réduction de la pente. Un moyen simple pour faire varier l'amplitude consistera donc à modifier la tension de grille. Si cette variation est produite à une fréquence téléphonique, nous obtiendrons précisément la modulation.

Le montage de principe est indiqué figure 221. La pente au point de fonctionnement moyen, en l'absence de modulation, est fixée par la gran-

deur de la tension de grille V_g. Il faut remarquer, en effet, que la variation de pente doit se produire dans les deux sens. Il ne faudrait pas, par exemple, choisir le point P_2 (fig. 222) qui est déjà sur la partie droite de la caractéristique. On choisira, par exemple, le point P_1.

On peut prévoir facilement que la modulation par la grille, employée sous cette forme simple, sera nécessairement accompagnée de distorsion. En effet, les variations de la pente ne sont pas égales dans les deux sens. Il en résultera que les deux alternances d'une tension sinusoïdale ne se traduiront pas par des modifications égales de l'amplitude. Il y aura donc une distorsion très importante.

285. Cas des émetteurs à générateur pilote. — Nous avons appris que, dans ce cas, l'antenne était alimentée par un amplificateur de puissance à haute fréquence. Le courant initial est introduit par un *maître oscillateur* généralement contrôlé par cristal de quartz. Entre ce *pilote* et l'étage de sortie sont intercalés un certain nombre d'étages de puissance croissante.

La modulation peut être introduite dans un étage quelconque. Les résultats sont meilleurs en introduisant simultanément la modulation dans plusieurs étages successifs. C'est le système de *la modulation fractionnée.* La variation de pente est ainsi moins importante pour chaque étage bien que la variation totale puisse être très grande. Ce système permet d'obtenir de plus grandes profondeurs de modulation sans distorsion excessive.

286. Modulation par la plaque. — Au lieu d'agir sur la tension de grille, on peut agir sur la tension de plaque pour faire varier l'amplitude des oscillations. Ce système de modulation est connu sous le nom de *modulation par la plaque, modulation à courant constant* ou *modulation Heising.*

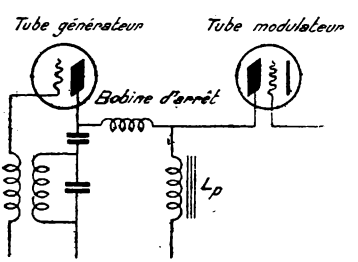


Fig. 223.

Le schéma de principe est indiqué figure 223. Le circuit plaque du tube

émetteur est alimenté en parallèle avec celui du tube modulateur, à travers une bobine à fer L_p, dont l'impédance est considérable pour les courants téléphoniques.

La grille du tube modulateur est excitée par le courant microphonique. Il en résulte des variations d'intensité anodique qui se traduisent par des variations de tension instantanée des deux tubes.

Une bobine d'arrêt évite le retour des courants à haute fréquence vers l'alimentation et vers le tube modulateur.

Il est évident que l'intensité instantanée du tube modulateur augmente quand celle de l'autre tube diminue. L'intensité totale reste donc sensiblement constante. C'est un des points intéressants du système.

Pour obtenir une modulation exempte de distorsion, il faut nécessairement que le tube modulateur travaille exclusivement en classe A. On peut montrer que cette condition exige l'emploi d'un tube modulateur d'une puissance *au moins égale à celle du tube générateur*. Pour améliorer encore le fonctionnement et amener une modulation plus complète on utilise même souvent un tube modulateur *de puissance double de celle du tube générateur*.

Il en résulte que le rendement électrique est faible, la seule puissance utile étant celle qui est rayonnée par l'antenne. Pratiquement le rendement d'un émetteur modulé par la plaque ne dépasse pas 30 %. Encore s'agit-il uniquement du rendement du dernier étage.

287. Modulation par déphasage. — La modulation par déphasage, imaginée par H. Chireix, permet d'améliorer très notablement le rendement.

Imaginons que l'antenne d'un émetteur soit alimentée par deux générateurs indépendants produisant des courants de même fréquence et de même amplitude.

Si les courants de haute fréquence sont rigoureusement en phase, tout se passe comme si l'antenne était alimentée par un seul générateur de même fréquence, mais de puissance double. L'amplitude du courant résultant est égale au double de celle d'un courant élémentaire.

Si l'un des émetteurs présente un écart de phase de 180° par rapport à l'autre, *les oscillations seront en opposition*. L'amplitude instantanée sera constamment nulle (fig. 223 *bis*).

Supposons maintenant qu'on donne aux deux générateurs un écart de phase déterminé. Si cet écart varie en suivant le rythme de la modulation, il est évident que les amplitudes instantanées résultantes varieront en accord avec le même rythme. Il y aura donc modulation. Un écart de

phase égal à l'écart initial correspondra à une profondeur de modulation de 100 %, puisque l'amplitude résultante instantanée sera nulle ou double. La mise au point pratique du système soulève un certain nombre de

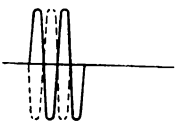


Fig. 223 *bis*

difficultés. Nous nous bornerons à signaler que l'économie de puissance est considérable.

D'après M. H. Chireix, pour une puissance de l'onde porteuse de 85 kW il faut, avec le système à courant constant, une puissance d'alimentation de 400 kW. Avec la modulation par déphasage, le même résultat est obtenu avec 270 kilowatts.

APPENDICE DU CHAPITRE XV

Note sur l'emploi du quartz. — Le quartz naturel ou cristal de roche est du bioxyde de silicium ($Si\ O^2$) plus connu sous le nom de silice. Il est beaucoup plus transparent que le verre pour les radiations de faible longueur d'onde : d'où son emploi dans l'appareillage optique destiné à l'ultra-violet.

Il cristallise sous forme de prismes hexagonaux terminés par des pyramides dont certains dièdres sont coupés par des troncatures. Certains cristaux peuvent atteindre plusieurs décimètres de longueur, ce qui est d'ailleurs tout à fait rare. On distingue le quartz droit et le quartz gauche, dont les troncatures sont inversées et dont l'action polarisante sur la lumière est symétrique. Il arrive que des cristaux soient constitués par des échantillons des deux variétés. Dans ce cas l'effet piézo-électrique est nul, ou fortement réduit. On trouve souvent des cristaux imbriqués les uns dans les autres, avec des changements d'orientation des faces. On dit alors qu'il sont *maclés*. Dans la taille des cristaux destinés au contrôle de fréquence, il est important de pouvoir distinguer les *maclures*.

Ce sont ces « maclures » extrêmement fréquentes qui expliquent des anomalies et des différences entre deux lames taillées de la manière, dans le même cristal.

Dimensions du quartz et fréquence. — La formule théorique fondamentale est :

$$f = \frac{1}{2e}\sqrt{\frac{E}{P}}$$

P = poids spécifique = 2.65
E = coefficient d'élasticité (7.85×10^{11} dynes/cm d'après Voigt).
f = fréquence
e = épaisseur.
Ce qui peut se ramener à :

$$f = \frac{2720}{e}$$

Valeur trouvée en [illegible] hertz si e est exprimé en mm., ou :

$$\lambda_m = 110 e_{mm}$$

Pratiquement, on utilise plutôt la formule suivante :

$$f = \frac{2715}{e} \text{ pour un quartz circulaire et}$$

$$f = \frac{2785}{e} \text{ pour une lame rectangulaire.}$$

Contours isoélastiques (A. de Gramont). — Le quartz peut non seulement vibrer transversalement, mais encore longitudinalement. Les deux oscillations sont naturellement couplées et peuvent donner lieu à des battements. L'étude en est donc extrêmement délicate. Un même cristal peut vibrer sur deux ou trois fréquences différentes.

Bien mieux, le quartz étant anisotrope [1], *il en résulte que les divers diamètres d'une lame circulaire correspondent à des fréquences différentes.* La vibration est extrêmement complexe. On peut chercher à déterminer expérimentalement le contour de la lame pour que tous les diamètres correspondent à la même fréquence, c'est ce qu'a fait A. de Gramont. Il a pu, de la sorte, réaliser des quartz qui supportaient sans se briser des tensions à haute fréquence de plusieurs centaines de volts, alors qu'un quartz circulaire normal ne peut supporter que quelques volts, ou, tout au plus, quelques dizaines de volts. Cette méthode lui a également permis de faire vibrer utilement des quartz de 6/100 de mm sur 50 mégahertz (longueur d'onde : 6 mètres).

Influence de la température. — Il ne faut pas confondre : température de l'enceinte et température du cristal. C'est cette dernière qu'il faut considérer, car le cristal est le siège d'un échauffement dû à ses propres vibrations. Si l'on dispose d'appareils à *régulateur de température*, c'est au contact du cristal qu'il faudra les placer de préférence.

1. C'est-à-dire que ses propriétés ne sont pas identiques dans toutes les directions.

CHAPITRE XV *bis*

AMPLIFICATION DE PUISSANCE EN HAUTE FRÉQUENCE

AMPLIFICATEURS CLASSE C. AMPLIFICATION LINÉAIRE. MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCE.

288-1 Généralités. —Les émetteurs de grande et moyenne puissance modernes fonctionnant sur ondes courtes et ondes moyennes utilisent tous le même principe : les oscillations sont produites par un générateur « pilote » de très faible puissance, mais dont la fréquence peut être maintenue rigoureusement constante (voir t. II, n° 273 et suivant). Les courants de haute fréquence ainsi produits sont amplifiés à l'aide d'étages de plus en plus puissants, jusqu'à l'étage final de grande puissance qui alimente l'antenne.

Il s'agit donc d'obtenir une amplification de puissance en haute fréquence. C'est sur ce point qu'il nous semble utile de revenir avec quelques détails.

Les amplificateurs de puissance fonctionnant en haute fréquence utilisent généralement le régime C.

Quand il s'agit de fréquences très élevées, il est difficile de construire un oscillateur pilote présentant les qualités indispensables de stabilité. On tourne la difficulté en utilisant un « pilote » réglé sur une longueur d'onde double, triple ou même quintuple de celle que l'on désire obtenir. On sélectionne l'harmonique dont on a besoin et on l'amplifie. Il est évident que la stabilité de l'harmonique est la même que celle de la fondamentale.

288-2 Principe des amplificateurs classe C . — Le tube est polarisé bien au delà du point de coupure du courant anodique. L'amplitude de la tension alternative est telle qu'elle déclenche non seulement l'apparition du courant anodique, mais encore rend la grille positive pendant une fraction de l'alternance.(fig. 224-1)

La charge est constituée par un circuit oscillant accordé rigoureusement sur la fréquence qu'il s'agit d'amplifier Fig. 224-2

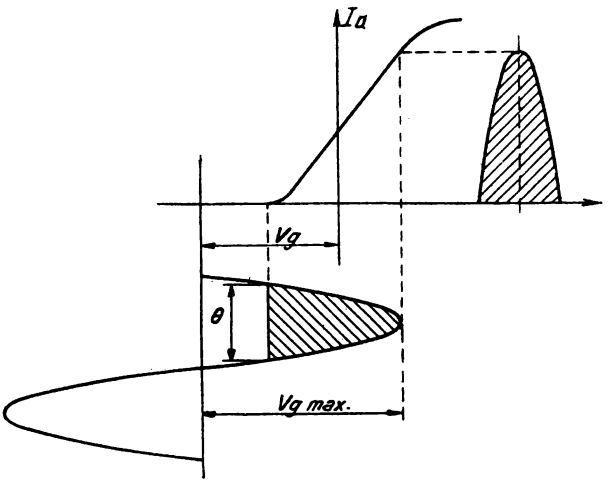


Fig. 224-1

Il résulte de ce fonctionnement que le circuit accordé reçoit de brèves impulsions dont la durée est notablement inférieure à une

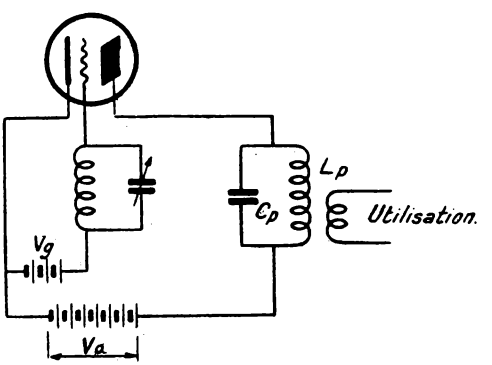


Fig. 224-2

demi-période. On peut, d'ailleurs, apprécier cette durée au moyen de l'angle. Dans le fonctionnement en classe A, l'angle θ est égal à 360° ; dans le fonctionnement en classe B, il est de 180°. En classe C

il est inférieur à 180° et sa valeur dépend de V_g, polarisation de grille, et de $V_{g\ max}$, amplitude de la tension d'entrée ou d'excitation.

Mais il faut bien noter que le circuit accordé, appelé « Tank » (réservoir) par les techniciens anglo-saxons, est parcouru par des courants très sensiblement sinusoïdaux. Ce fonctionnement peut se comprendre facilement au moyen de la comparaison schématisée fig.224-3. Un pendule oscille autour du point 0. Chaque fois que la masse pesante passe par le point A, en allant vers B, elle reçoit le choc léger d'un marteau. Elle monte de A en B, puis redescend pour

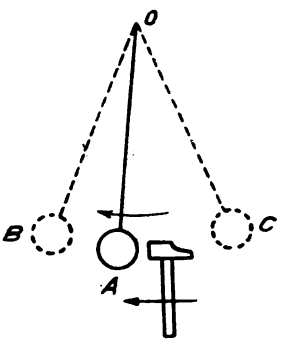


Fig. 224-3

monter ensuite jusqu'en C et, enfin, revenir en A. A ce moment, elle reçoit une seconde impulsion. Ainsi, des chocs intermittents, mais convenablement rythmés, provoquent l'entretien d'un mouvement pendulaire.

288-3 Analyse du fonctionnement . — Les relations entre tension instantanée de grille et tension instantanée de plaque sont indiquées (fig.224-4) Quand la tension instantanée de grille est maxima ($V_{g\ max}$), la tension plaque instantanée est minima. La grille étant positive pendant une fraction d'alternance, il y a passage de courant de grille. Si l'on veut éviter un courant de grille trop intense, il faut que le maximum de tension de grille, égal à $V_{g\ max} - V_g$, soit inférieur à la tension minima de plaque ($V_{a\ min}$).

Le courant de grille a généralement la forme indiquée. Il peut atteindre des valeurs considérables. Quand la grille est le siège d'émissions secondaires, par suite du choc des électrons primaires.

il peut y avoir une modification importante de la forme : le courant grille pourrait même s'inverser pendant certaines fractions du cycle.

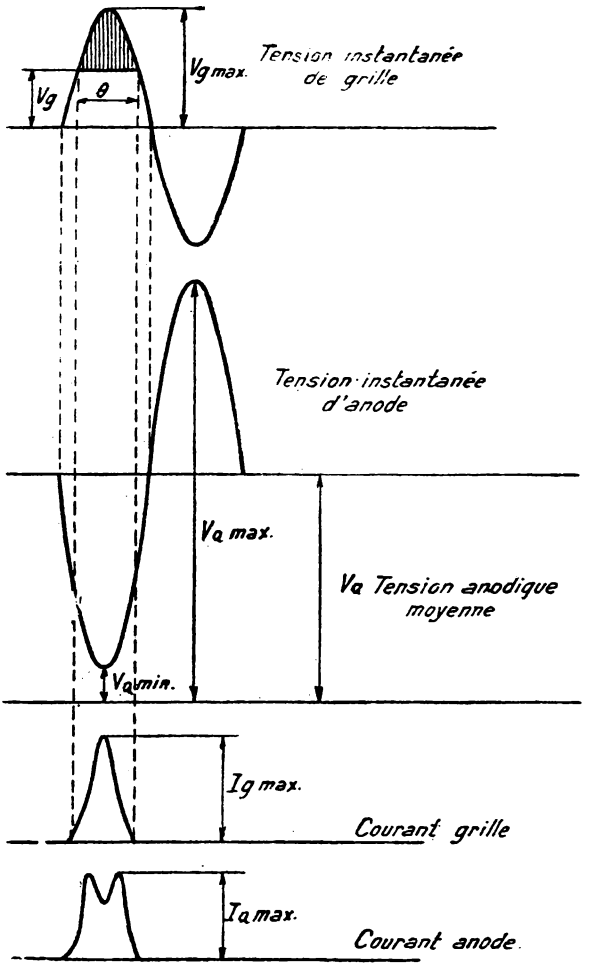


Fig. 221-1

Le courant plaque présente généralement deux maxima. Quand la grille devient fortement positive, elle tend à capter tous les électrons émis par la cathode, d'où il résulte une diminution de l'intensité ins-

tantanée de plaque. De plus, pendant cette même fraction du cycle, les électrons secondaires émis par la plaque reviennent vers la grille, ce qui provoque une diminution encore plus grande du courant anodique instantané.

Le courant électronique fourni par la cathode a une valeur de crête qu'il ne faut pas confondre avec l'intensité moyenne. Sa valeur maxima se produit quand la grille atteint sa valeur de crête. On ne peut pas déduire cette valeur des indications fournies par des appareils de mesure à cadre mobile, insérés dans les circuits de plaque et de grille. Il faut se servir d'appareils fournissant les valeurs de crête ou, ce qui revient au même, se servir d'un oscillographe.

L'analyse précédente suppose que le déphasage entre tension alternative de grille et tension alternative de plaque est rigoureusement de 180°. La charge doit donc être ohmique. Cette condition n'est remplie que si le circuit oscillant de plaque est exactement accordé sur la fréquence à amplifier.

288-4 Rendement anodique et puissance utile. Le fonctionnement en classe C est caractérisé par un rendement extrêmement élevé : on peut atteindre et même dépasser un rendement anodique de 90 p. 100. On s'explique facilement ce résultat par le fait que la source anodique ne débite qu'au moment où la chute de tension dans le tube est faible. Il en résulte que cette chute de tension est pratiquement utilisée tout entière dans le circuit accordé, c'est-à-dire convertie en puissance utile.

Pour augmenter le rendement anodique, il faut réduire l'angle θ le plus possible. A la limite, c'est-à-dire pour θ très petit, le rendement serait voisin de 100 p. 100.

Mais il ne s'agit pas seulement d'obtenir un *rendement anodique* élevé : il faut aussi utiliser le tube amplificateur dans les meilleures conditions de puissance. Or, diminuer l'angle θ, c'est, dans des conditions de fonctionnement données, diminuer la puissance de sortie. Il s'agit donc, en réalité, de trouver le meilleur compromis possible entre deux conditions opposées.

On choisit généralement θ compris entre 120 et 150°. Le rendement dépasse 75 p. 100.

288-5 Puissance d'excitation. Le circuit de grille, étant traversé par une intensité de courant, consomme une certaine puissance électrique qui est fournie par l'étage d'excitation.

Cette puissance se décompose ainsi :

a) Pertes dans le circuit de grille de la lampe ;

b) Pertes dans le circuit oscillant de grille ;

c) Pertes dans la résistance de polarisation (dans le cas d'utilisation d'un condensateur shunté pour produire la polarisation).

On admet généralement que la puissance consommée dans le circuit de grille est égale au produit de l'intensité moyenne par la tension de crête d'excitation. L'erreur qu'on fait ainsi est, en pratique, inférieure à 10 p. 100.

288-6. Puissance de sortie. La puissance fournie par la source anodique se décompose de la manière suivante :

a) Puissance utile, recueillie à la sortie ;

b) Pertes dans le circuit accordé.

Pour obtenir la totalité de la puissance fournie par la source anodique, il faut ajouter :

c) Énergie apparaissant sous forme de chaleur sur l'anode. La puissance instantanée dans le circuit de plaque est égale au produit de la tension d'alimentation par l'intensité instantanée anodique. On observe donc qu'il y a avantage à élever le plus possible la tension d'alimentation. On augmente ainsi notablement la puissance utile sans augmenter la dissipation dans le même rapport. D'où résulte l'emploi de tensions d'alimentation considérables dans les étages de grande puissance : on atteint couramment 20 000 volts.

Le rapport entre la puissance d'excitation et la puissance de sortie est assez difficile à fixer avec précision. Dans les premiers étages, la puissance est très faible, le rendement énergétique de l'étage n'a aucune importance. Il faut cependant tenir compte de la puissance perdue dans certains dispositifs destinés à stabiliser l'amplificateur. On peut généralement admettre que la puissance d'excitation doit représenter 3 à 4 p. 100 de la puissance de sortie.

Dans les étages où la grille devient fortement positive, il faut remarquer que la charge imposée à la source d'excitation varie énormément au cours d'une période. L'amortissement imposé au circuit ne se fait sentir que pendant une fraction d'alternance. Il en résulterait une déformation importante de l'onde produite si la source de grille était incapable de fournir une puissance dépassant largement le strict minimum. Pour absorber le supplément de puissance, on prévoit un amortissement supplémentaire, généralement constitué par une résis-

tance relativement faible, shuntant le circuit oscillant (1). Dans ces conditions, la puissance d'excitation représente 10 p. 100, ou même davantage, de la puissance de sortie.

288-7 Construction du circuit accordé. La charge anodique du tube est constituée par le circuit accordé et ses dispositifs annexes : circuits de couplages avec les éléments suivants ou l'antenne, résistances de stabilisation, dispositifs de neutralisation, etc...

Le circuit doit être d'aussi bonne qualité que possible, c'est-à-dire qu'il doit avoir un coefficient de surtension aussi grand que possible en l'absence de couplage. L'effet du couplage doit être de réduire le coefficient de surtension à une valeur aussi faible que possible. On peut d'ailleurs définir l'efficacité de la liaison comme : $\frac{s - s'}{s}$,

s = coefficient de surtension du circuit seul ;
s', coefficient de surtension en fonctionnement.
Ainsi, si $s = 120$ et $s' = 20$, l'efficacité est :

$$\frac{120 - 20}{120} \quad \text{ou} \quad \frac{100}{120}, \text{ c'est-à-dire 83 p. 100.}$$

Toutefois, en amortissant exagérément le circuit, pour augmenter l'efficacité, on risque d'exagérer l'importance des harmoniques.

288-8. Polarisation de l'étage. La polarisation du circuit de grille peut être obtenue au moyen d'une source séparée (batterie, dynamo) ou en provoquant une chute de tension dans le circuit de grille au moyen d'une résistance, shuntée par un condensateur pour permettre le passage des oscillations de haute fréquence.

Les deux méthodes ont leurs avantages et leurs inconvénients.

a) *Source séparée.* — Il est à noter que la source ne dépense aucune énergie, mais en reçoit de la part de la lampe. Les tubes utilisés en classe C ayant une « inclinaison » considérable, toute variation de tension d'alimentation peut entraîner une variation importante d'intensité.

b) *Condensateur shunté.* — C'est beaucoup plus simple. Le système est auto-régulateur, toute augmentation de tension d'alimentation se traduit par une augmentation de polarisation. Mais, si l'excita-

(1) Sauf sur ondes courtes, quand les circuits présentent de faibles coefficients de surtension.

tion cesse, le tube n'est plus polarisé et risque d'être très rapidement endommagé. Enfin, s'il y a émission d'électrons secondaires par la grille, le condensateur shunté peut être extrêmement dangereux. En effet, en cas d'inversion du courant de grille, la polarisation résultant de l'action de la résistance de grille rend la grille positive. C'est le phénomène du « blocage » qui peut amener la destruction presque instantanée du tube, par fusion de la grille.

Pour ces différentes raisons, on combine généralement les deux méthodes : condensateur shunté et source séparée.

288-9 Multiplication de fréquence. Les impulsions du courant anodique comportent une proportion importante d'harmoniques. Si on place dans l'anode un circuit accordé sur un de ces harmoniques, on recueille une énergie très notable. Dans ce cas, on augmente volontairement la distorsion pour augmenter l'amplitude de l'harmonique que l'on désire. Il faut agir sur la puissance d'excitation, sur la tension anodique (c'est-à-dire sur l'angle θ).

La puissance qu'on peut tirer d'un tube donné est, à très peu de chose près, inversement proportionnelle au rang de l'harmonique sélectionné.

Par rapport à ce qu'on pourrait obtenir sur la fondamentale, on peut obtenir 60 à 70 p. 100 en doublant la fréquence, 40 p. 100 en la triplant, 30 p. 100 pour l'harmonique IV et 25 p. 100 pour l'harmonique V.

Pratiquement, on n'utilise guère que des doubleurs ou tripleurs de fréquence.

288-10 Amplificateurs linéaires. Les amplificateurs classe C tels que nous venons de les décrire ne peuvent convenir que pour les ondes entretenues *non modulées en amplitude.* Il y aurait une distorsion inadmissible de la modulation si on voulait les utiliser en téléphonie.

Les amplificateurs qui permettent d'obtenir l'amplification d'une tension modulée sont dits « linéaires ». Ils sont construits de manière que l'amplitude des tensions de sortie soit proportionnelle à l'amplitude des tensions d'entrée. Le régime de fonctionnement les apparente davantage aux amplificateurs classe B.

La polarisation doit être fixe : il faut donc éviter l'emploi du condensateur shunté.

288-11. Tubes pour amplification classe C. Les petits tubes employés communément dans les récepteurs et les amplificateurs ne peuvent

produire que quelques watts. Pour l'émission, on est donc amené à se servir de tubes spécialement construits.

La puissance utilisable dépend essentiellement du produit de l'intensité par la tension anodique, ainsi que de la quantité de chaleur que la lampe peut dissiper sans échauffement excessif.

L'intensité anodique maximum dépend des dimensions, de la nature et de la température de fonctionnement du filament ou cathode.

La tension qu'un tube peut supporter dépend de sa construction et du degré de vide.

Pour les puissances supérieures à 1 kilowatt, on utilise exclusivement des tubes triodes. Pour les puissances inférieures, on construit des penthodes ou des tubes à grille écran.

288-12. Cathode. Dès que la puissance est grande, la lampe est à chauffage direct. La cathode doit pouvoir fournir sans fatigue l'intensité moyenne voulue. Pour les premiers étages d'un émetteur, on peut utiliser des cathodes en tungstène thorié ou à oxydes, mais la tension anodique ne doit pas dépasser 1 500 volts, ce qui limite considérablement la puissance produite. Quand il s'agit d'un filament de tungstène pur, l'intensité anodique moyenne peut sans inconvénient être pratiquement égale à la valeur de saturation. Pour les autres modèles de cathode, il faut prévoir un très large coefficient de sécurité si l'on veut obtenir une grande durée de vie du tube.

288-13. Tension anodique. On peut admettre que la tension anodique de crête est pratiquement égale au double de la tension d'alimentation. Ainsi, un tube alimenté sous 20 000 volts doit pouvoir supporter 40 000 volts. Les problèmes d'isolement doivent être étudiés avec le plus grand soin.

288-14. Puissance dissipée. Une fraction notable de la puissance d'alimentation apparaît sous forme de chaleur sur l'anode de la lampe. A cette puissance, il faut ajouter la puissance de chauffage et une partie de la puissance d'excitation. La lampe doit pouvoir évacuer cette quantité d'énergie sans atteindre une température excessive.

Au-dessous de 1 kilowatt, on peut prévoir des tubes avec enveloppe en verre, sous réserve que la surface de l'enveloppe soit suffisante. On peut prévoir une ventilation forcée au moyen d'un ventilateur.

Au-dessus de 1 kilowatt, on utilise exclusivement des tubes à circulation d'eau ou tout au moins à refroidissement par circulation

forcée d'air. Plusieurs modes de construction peuvent être envisagés. Dans l'un des plus répandus, l'enveloppe extérieure de la lampe est un cylindre de cuivre qui est l'anode elle-même. Une circulation d'eau distillée assure l'évacuation de la chaleur. On peut ainsi construire des tubes de puissance nominale supérieure à 100 kilowatts.

A titre documentaire, nous donnons ci-dessous les caractéristiques d'un de ces tubes à grande puissance (tube d'émission). En télégraphie, au-dessus de 150 mètres, la puissance utile peut atteindre 260 kilowatts.

Tension filament	35 volts
Intensité filament	415 ampères
Intensité de saturation	100 —
Tension anodique continue maximum.	20 000 volts
Dissipation anodique maximum en classe B ou C	110 kilowatts
Coefficient d'amplification pour 20 000 volts et 4 ampères	45
Pente au même point	25 mA/V
Résistance interne	1 800 ohms

Le refroidissement d'anode est assuré par un débit de 2 litres d'eau par minute.

288-15. Tubes pour ondes courtes. L'échauffement des tubes d'émission est beaucoup plus important quand la fréquence produite est plus élevée, d'où il résulte qu'en ondes courtes la puissance utile fournie par un tube est notablement inférieure à celle que le même tube fournirait sur ondes moyennes ou longues.

Parmi les causes de ce fait, on peut citer :

a) L'inévitable capacité entre les connexions et les électrodes. Ces capacités sont traversées par des intensités de courant d'autant plus grande que la fréquence est plus élevée. Il en résulte des pertes élevées dans le diélectrique, qui est ici le verre de l'ampoule. Les qualités diélectriques du verre diminuent beaucoup quand la température s'élève ;

b) Le champ électrique alternatif interne autour de l'anode provoque l'échauffement de tous les diélectriques voisins, et en particulier du verre.

L'emploi de verre dur a considérablement réduit ces inconvénients. Ce verre peut supporter des températures beaucoup plus fortes sans

ramollissement dangereux. De plus, ses qualités diélectriques sont meilleures.

288-16. Stabilité des amplificateurs. Le problème de la stabilité du fonctionnement se pose dans les amplificateurs d'émission, comme il s'est posé dans les amplificateurs de réception. S'il existe un couplage suffisant entre les circuits de sortie et les circuits d'entrée, le montage cesse de fonctionner en amplificateur pour devenir un oscillateur à auto-excitation.

Non seulement on perd ainsi tous les avantages du pilotage, mais l'accident peut entraîner la destruction des étages d'entrée. Ceux-ci reçoivent, en effet, des tensions beaucoup plus élevées qu'ils ne peuvent supporter. Un retour de haute fréquence sur le cristal de quart entraîne à peu près à coup sûr sa destruction.

Il faut blinder rigoureusement les différents étages en enfermant tous les organes dans des cages métalliques mises à la terre. Il faut aussi prévoir des découplages efficaces dans l'alimentation. Mais ces précautions ne suffisent pas, quand les tubes d'émission sont des triodes. Or nous avons indiqué qu'il en était toujours ainsi pour les étages de grande puissance.

Le couplage par capacité parasite C_{gp} est donc inévitable. La solution, c'est l'emploi des dispositifs de neutrodynation (n° 241).

On neutralise la tension réactive appliquée à la grille du tube au moyen d'une tension égale en valeur absolue, mais déphasée de 180°, que l'on prélève dans le circuit de sortie. Les schémas sont les mêmes que pour la réception (fig. 183 et fig. 184).

En dehors de cette instabilité sur la fréquence de fonctionnement, d'autres oscillations peuvent se produire dans différentes parties des circuits : liaison des lampes en parallèles, connexions d'alimentation. Parfois, l'émission secondaire de la grille provoque le fonctionnement du tube en dynatron. Ces oscillations ont généralement une fréquence très supérieure à la fréquence de fonctionnement. Elles provoquent de la distorsion, amènent une inutile fatigue des lampes et diminuent le rendement. On les évite en amortissant les circuits par des résistances appropriées, placées de manière à ne produire que des pertes négligeables en haute fréquence.

Enfin, des oscillations de basse fréquence peuvent se produire dans les circuits de découplage ou dans les filtres d'alimentation.

CONSTRUCTION DES ÉMETTEURS.

288-17. Généralités. Le problème général de l'émission a été abordé dans le chapitre V du tome II. Le but de la présente note est de préciser quelques points particuliers.

Les émetteurs d'ondes moyennes et courtes peuvent se diviser en deux classes :

a) Émetteur auto-entretenus ou à auto-excitation ;

b) Émetteurs pilotés.

a) **Émetteurs auto-entretenus.** — Leur principe est identique à celui d'un générateur hétérodyne (fig. 36). Les circuits de grille et de

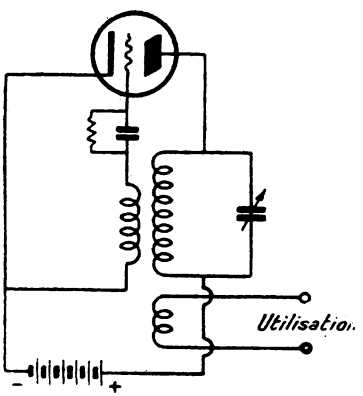


Fig. 221-5

plaque d'une lampe sont couplés avec la relation de phase convenable. La résistance négative apportée par la lampe annule la résistance positive du circuit, et celui-ci est le siège d'oscillations entretenues.

Fort employé dans les débuts, ce système est pratiquement abandonné aujourd'hui. Il n'a pour lui que la simplicité. On ne peut en envisager l'emploi que lorsque la stabilité de la fréquence émise n'est pas une condition impérative. Tel est le cas, par exemple, des appareils pour applications médicales.

b) **Émetteurs pilotés.** — Ils comportent un générateur « pilote » de très petite puissance, dont la fréquence peut être extrêmement stable.

Les oscillations sont amplifiées dans des étages successifs jusqu'à la puissance désirée.

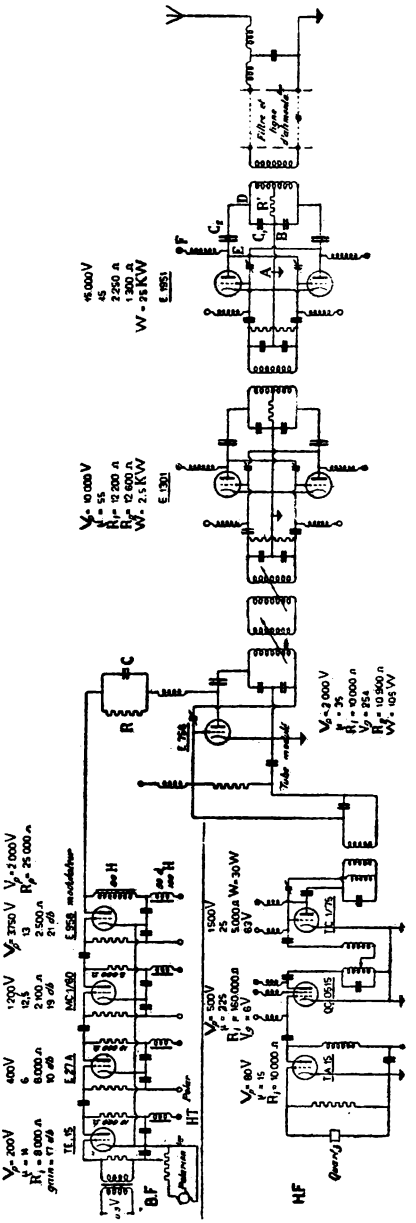


Fig. 224-6

Grâce à la petite puissance et aux petites dimensions du pilote, on peut placer ses éléments dans une enceinte à température et à précision constantes, on peut stabiliser rigoureusement les tensions d'alimentation.

Les variations éventuelles d'alimentation ou de caractéristiques des éléments suivants de la chaîne n'agiront plus que sur la puissance produite. La fréquence sera rigoureusement stable.

Aujourd'hui, tous les émetteurs de radiodiffusion, les émetteurs portatifs eux-mêmes destinés aux liaisons militaires sont construits sur ce principe, qui s'applique aussi bien aux ondes longues, moyennes, qu'aux ondes courtes. Avant guerre, seuls quelques émetteurs d'amateurs utilisaient encore des circuits à auto-excitation. Les émetteurs d'amateur de demain seront tous des émetteurs à pilotage.

288-18. Schéma de principe. Nous donnons fig 224-6, d'après Mesny, un schéma qui peut s'adapter aussi bien aux ondes longues qu'aux ondes courtes.

On observera que ce schéma comporte les éléments dont il a été question dans l'étude sur les montages en classe C, découplage individuel des étages, résistances de stabilisation en parallèle sur les circuits oscillants, dispositifs de neutrodynation (ce sont les condensateurs indiqués comme variables sur le schéma).

Exemple d'une station ondes moyennes (Radio-Luxembourg). — Le schéma diffère du précédent parce qu'il ne s'agit point d'une modulation par la plaque, mais d'une modulation par déphasage.

L'émetteur comporte :

a) *Oscillateur pilote*, stabilisé par quartz, maintenu à température constante au moyen d'un thermostat qui commande des résistances chauffantes ;

b) *Étage séparateur de 50 watts ;*

c) *Étage amplificateur de 50 watts* dans lequel est introduit la modulation ;

d) *Avant-dernier étage*, comportant quatre triodes à circulation d'eau du type 25 kilowatts, unités en classe B ;

e) *Dernier étage*, comportant huit triodes de 100 kilowatts ;

f) *Amplificateur de basse fréquence et de modulation.* L'émetteur est monté dans des châssis métalliques blindés, sauf les éléments du circuit oscillant du dernier étage et de l'attaque de l'antenne.

L'alimentation est fournie pour les derniers étages, par deux redresseurs à vapeur de mercure (25 ampères sous 16 000 volts) et, pour les autres étages, par des convertisseurs et des redresseurs. Les lampes sont chauffées en courant continu. Un groupe convertisseur fournit les différentes tensions d'alimentation.

288-19. Exemple d'une station ondes courtes (émetteur de Muret, construit par S. I. P. L.), fonctionnant sur 16 mètres et 25 mètres, puissance 25 kilowatts.

a) *Chaîne d'amplification de haute fréquence.*

b) *Maître-oscillateur* (ou pilote) stabilisé par quartz, avec régulation de température par thermostat. Puissance fournie, 1 watt.

c) *Doubleur de fréquence* équipé par deux penthodes.

d) *Amplificateur* 100 watts comportant deux penthodes en montage symétrique.

e) *Étage excitateur* pouvant fournir plus de 1 kilowatt.

f) *Étage de puissance* pouvant fournir 25 kilowatts.

g) *Amplificateur de basse fréquence*, donnant à la sortie une puissance suffisante pour moduler l'étage final.

Alimentation de l'antenne. — Dans un cas comme dans l'autre, il faut ajouter au schéma général les dispositifs de liaison avec l'antenne qui comportent généralement des filtres ayant pour but l'élimination des harmoniques.

CHAPITRE XVI

Réaction et superréaction.

I. *Réaction.*

289. Généralités. — L'emploi de la *réaction positive* ou régénération a connu un grand développement dans les premiers temps de la radiodiffusion. On ne connaissait alors que le *tube triode.* Un tube triode à réaction permettait d'accroître la sensibilité et la sélectivité d'un montage dans des proportions très notables. Le dispositif avait néanmoins des inconvénients très importants qui l'ont fait abandonner peu à peu, sauf dans certains cas spéciaux. Dans les amplificateurs à haute fréquence modernes on cherche, au contraire, *à éviter soigneusement toute réaction qui serait une cause d'instabilité.*

L'emploi d'un détecteur à réaction peut toutefois être justifié quand il s'agit de réaliser des récepteurs très simples, principalement destinés à la réception des ondes courtes.

289 bis. Action d'une réaction positive. — Nous avons déjà défini dans le § 229 ce qu'il fallait entendre par *réaction* dans un amplificateur. Nous avons spécifié que la réaction pouvait être *négative* ou *positive.* On dit aussi dans le premier cas qu'il y a *contre-réaction* et, dans le second, qu'il y a simplement *réaction.*

Nous avons établi la formule qui donne le gain d'un amplificateur réactif :

$$A_r = \frac{A}{1 - rA} \qquad (1)$$

r étant *le taux* de réaction, mesurant la fraction de tension reportée à l'entrée de l'amplificateur, r est, par convention, positif ou négatif suivant qu'il y a réaction positive ou négative.

A est le gain ou amplification en l'absence de réaction. Cette formule nous montre que le gain d'un amplificateur à réaction est d'autant plus élevé que r est plus grand puisque le dénominateur est alors *plus petit*

que 1. Dans le cas où le facteur de réaction rA est égal à 1, l'amplification devient infiniment grande. Ce résultat ne peut être obtenu en pratique pour des raisons que nous exposerons plus loin.

290. Détectrice à réaction. Montage type (fig. 225). — Le principe de la réaction est généralement appliqué à des montages très simples dont la détectrice par condensateur shunté est le plus fréquent et le plus classique exemple. Le circuit oscillant, constitué par R (facteur de pertes) L_1 et C est inséré dans le circuit d'attaque de la détectrice. Dans le circuit de plaque on trouve des tensions téléphoniques ainsi qu'une composante à haute fréquence. La réaction peut être obtenue

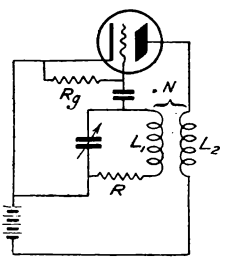


Fig. 225.

en insérant une bobine dans le circuit de plaque et en couplant cette inductance avec la bobine de plaque. Pour un certain sens de couplage, les tensions réactives et les tensions directes sont en phase et s'ajoutent. En somme, on soumet à l'amplification des tensions déjà amplifiées. Il est donc logique d'observer un gain plus important.

On peut immédiatement observer que ce schéma ne diffère en rien du schéma classique d'un émetteur. La seule différence avec l'exemple choisi pour notre calcul [1] c'est que le circuit accordé est disposé dans le circuit de grille. Mais les résultats demeurent néanmoins applicables.

Nous rappelons qu'ils sont les suivants :

a) La résistance effective du circuit oscillant n'est plus R mais de la forme R — R'.

R' étant fonction de la fréquence et *du couplage.*

b) L'inductance L_1 demeure théoriquement inchangée. Mais c'est là un point de vue tout à fait théorique.

1. Voir §§ 266 et 267.

291. Résistance effective. Influence de R. — La surtension développée aux bornes du circuit oscillant sera d'autant plus importante que la résistance effective sera plus faible. Pour $R' = R$ la résistance est nulle et une tension d'attaque quelconque, se traduit, *au bout d'un certain temps* d'action, par une tension infiniment grande. C'est ce que traduit, sous une autre forme, l'expression (1) pour $rA = 1$.

Mais ce cas idéal ne peut jamais être atteint car la quantité R' est elle-même fonction de l'amplitude. Quand la réaction est « trop poussée » le fonctionnement est instable et une impulsion quelconque déclanche l'apparition d'oscillations spontanées qui viennent changer complètement le fonctionnement.

On dit alors, dans l'argot du spécialiste, que le montage *accroche* ou *est accroché.*

En pratique, l'amplification supplémentaire due à la réaction est très variable. Elle dépend beaucoup du montage. Certains auteurs ont pu obtenir et mesurer des gains de 1000. Mais cela suppose des montages tout spécialement étudiés.

Puisqu'il est possible de compenser R par un couplage plus important du circuit réactif, on pourrait être tenté de croire que la qualité du circuit oscillant récepteur importe peu. On observe, en pratique, qu'il n'en est rien. On obtient toujours des meilleurs résultats en utilisant des circuits oscillants dont le décrément initial est plus faible. Il est d'ailleurs bien facile d'interpréter cette observation. Pour un montage donné, on observe que le fonctionnement stable est obtenu pour un couplage maximum correspondant par exemple, à une diminution de la résistance effective dans le rapport de 50 à 1. On obtient donc, finalement :

$$R_r = \frac{R}{50}.$$

En conséquence, on a toujours le même avantage à diminuer R.

292. Inductance effective. — En pratique, avec un montage comme celui de la figure 225, l'inductance effective dépend dans une mesure importante du couplage N. En effet, l'inductance L_2 est fermée sur la résistance interne du tube, c'est-à-dire, s'il s'agit d'un tube triode, sur une résistance de quelques milliers d'ohms. Il est impossible de considérer qu'elle est à circuit ouvert. La modification de N introduit donc une modification de l'inductance apparente et par conséquent de la longueur d'onde d'accord.

D'un autre côté, le taux de réaction dépend lui aussi de la longueur

d'onde. On ne peut donc régler un montage comme celui de la figure 225 que par approximations successives.

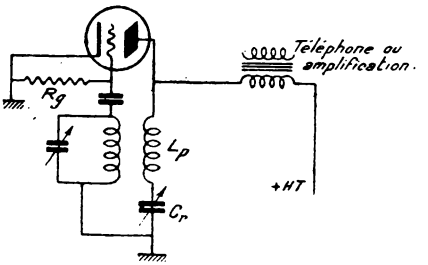


Fig. 226.

293. Indépendance des réglages d'accord et de réaction. — L'étude théorique de la question montre que la seule manière de supprimer la dépendance des réglages d'accord et de réaction c'est d'annuler l'impédance du circuit de plaque. Un moyen simple c'est de le constituer par un circuit oscillant série. C'est précisément ce qui est réalisé dans les montages classiques : *Schnell, Reinartz*, etc... dont nous donnons deux exemples figures 226 et 227. Les constantes du circuit de plaque C_r et L_p

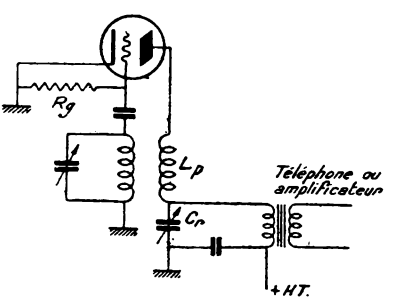


Fig. 227.

sont choisies pour que la longueur d'onde correspondante soit approximativement égale à la longueur d'onde de réception. Le couplage entre bobine de plaque et de grille a été déterminé une fois pour toutes.

On modifie la réaction en agissant sur le condensateur C_r.

En choisissant judicieusement les éléments, on peut rendre pratiquement les réglages indépendants.

294. Sélectivité. — La sélectivité dépend naturellement du décrément apparent du circuit. Elle peut devenir assez grande pour que des défor-

mations importantes se produisent malgré qu'un seul circuit oscillant soit en jeu.

On pourrait démontrer qu'à la limite de réaction, la sélectivité devient infiniment grande.

295. Souplesse de la réaction. — Les résultats obtenus par une détectrice à réaction dépendront dans une large mesure du taux de réaction compatible avec un fonctionnement stable. Dans certains cas, on observe que la commande de la réaction est irréversible. Ce phénomène se traduit de la manière suivante :

A mesure qu'on pousse davantage la réaction on observe naturellement une augmentation de l'amplification. Pour un certain taux de réaction on observe un fonctionnement instable, c'est-à-dire qu'une impulsion quelconque : signal plus fort ou parasite, pourra faire *accrocher le montage.* Pour provoquer le décrochage il faudra diminuer le couplage au delà du point pour lequel on observait l'apparition des oscillations spontanées. Le phénomène peut se représenter par la figure 228. Les

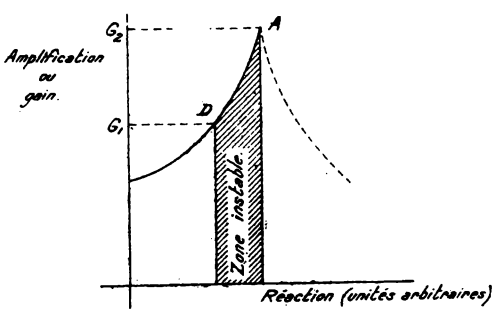


Fig. 228.

oscillations spontanées apparaissent au point A (gain G_2), mais pour les faire cesser il faut diminuer la réaction jusqu'au point D. Toute la zone hachurée correspond à de l'instabilité et, en réalité, il est impossible de profiter du gain G_2.

Certains montages donnent, au contraire, un accrochage très progressif, très souple. Le fonctionnement est absolument réversible.

La cause du phénomène est facile à déterminer. On obtiendra un fonctionnement réversible si l'augmentation d'amplitude du signal correspond à une diminution de l'amplification. Au contraire, l'accrochage sera dur et irréversible si une augmentation d'amplitude du signal correspond à une augmentation du gain.

L'amplification obtenue est déterminée par la pente de la caractéristique. Dans la détection par la grille, la polarisation est déterminée par le courant qui traverse R_d. L'intensité au repos est uniquement due à la force vive des électrons.

Mais elle augmente avec l'amplitude des signaux. En conséquence, la polarisation appliquée sur la grille du tube triode croît avec l'amplitude du signal. C'est un défaut grave quand il s'agit d'obtenir une détection linéaire, mais nous allons voir que c'est, dans le cas présent, une intéressante qualité.

Un signal faible correspondra par exemple, au point de fonctionnement S_1 (fig. 229), un signal plus puissant au point S_2. Le gain étant sensible-

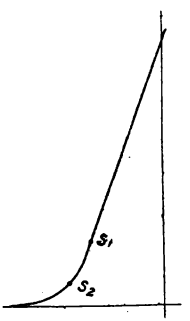


Fig. 229.

ment proportionnel à la pente, il en résultera un gain plus faible pour S_2. Ce qui correspond précisément à la condition exprimée plus haut. C'est pour cette raison que la détection par condensateur shunté se prête particulièrement bien à l'emploi de la réaction.

Au contraire, la détection par la plaque, correspondant à des conditions inverses ne peut donner des résultats satisfaisants.

Nous avons montré que la détection par condensateur shunté comportait, en réalité, deux opérations : la *détection* proprement dite, qui s'opère entre cathode et grille et l'*amplification*. La première opération suit une loi parabolique c'est-à-dire qu'en fait son rendement croît avec l'amplitude. La seconde décroît dans les mêmes conditions. Pour être précis, il faut nécessairement considérer les résultantes des deux actions. Cela nous permet de comprendre pourquoi certains montages sont plus instables que d'autres.

Pour obtenir la stabilité, il faut, si l'on peut dire, donner le pas à la seconde opération. Nous arriverons à ce résultat en déterminant les constantes pour que le point de fonctionnement au repos soit déjà dans le

coude inférieur de la caractéristique. Pour cela nous augmenterons la résistance R_d et nous utiliserons une tension plaque très réduite (40 à 60 volts, par exemple). Nous pourrons ainsi obtenir un contrôle parfaitement progressif et réversible de la commande de réaction. Ces résultats obtenus par l'analyse sont parfaitement confirmés par l'expérience.

296. Détecteur autodyne. — Lorsque le couplage réactif est poussé au delà du point d'accrochage, le tube détecteur devient générateur d'oscillations entretenues. Mais il ne cesse pas pour cela d'être détecteur. Si les oscillations incidentes ont une fréquence f_1, et si f_2 est la fréquence d'accord, des battements se produisent dont l'enveloppe est la fréquence $f_1 - f_2$ ou $f_2 - f_1$. On recueille dans le circuit de plaque un courant à fréquence $f_1 - f_2$. Si l'écart entre f_1 et f_2 est inférieur à 10 000 hertz on entend un son.

C'est là un moyen très simple de percevoir les ondes entretenues à condition qu'il s'agisse d'ondes relativement courtes. En effet, il est nécessaire, par principe, que le récepteur soit légèrement désaccordé. L'écart est précisément égal à la fréquence audible produite. Cet écart aura des conséquences d'autant plus négligeables qu'il sera plus petit par rapport à la fréquence incidente.

Pour les fréquences relativement basses (au-dessous de 100 kHz par exemple), il sera plus avantageux de produire les battements à l'aide d'un générateur auxiliaire ou *hétérodyne*. On pourra ainsi accorder rigoureusement le circuit sur la longueur d'onde de réception.

Les méthodes *autodyne* et *hétérodyne* permettent d'obtenir une sensibilité excellente. L'amplitude maximum soumise au détecteur est sensiblement égale à la somme des amplitudes de l'oscillation incidente et de l'oscillation locale. On peut régler cette dernière, à volonté. Or, nous avons montré qu'en règle générale, la sensibilité des détecteurs était plus grande pour des amplitudes assez grandes.

Il va sans dire que ces méthodes ne sont point applicables à la réception de la radiotéléphonie.

II. *Super-réaction.*

297. Généralités. — Le principe des dispositifs à superréaction est dû à l'Américain *E. Armstrong* qui décrivit des montages en 1921. Ce procédé a fait couler beaucoup d'encre. Il n'a donné lieu qu'à de rares réalisations industrielles destinées le plus souvent à résoudre des problèmes particuliers. Dans l'étude suivante nous nous bornerons à exposer sommairement le principe utilisé.

Les montages de superréaction ont fait l'objet d'études approfondies de M. Pierre David, le technicien français bien connu.

298. Principe de la superréaction. — Imaginons qu'il soit possible de réaliser un circuit oscillant dont la résistance effective soit négative. Comment se comporterait pratiquement un tel dispositif? La moindre impulsion déclancherait des oscillations d'amplitude *régulièrement* et *indéfiniment croissante*. Ce phénomène se produirait, quelle que soit la grandeur de l'impulsion initiale. On peut néanmoins concevoir que la grandeur de cette impulsion ait une action sur le phénomène (fig. 230).

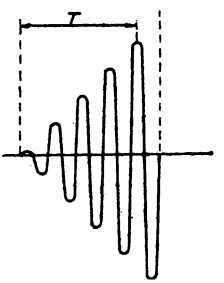


Fig. 230.

L'amplitude atteinte après un certain temps T *sera d'autant plus grande que l'impulsion initiale sera, elle-même, plus grande.* Tout le principe de la super-réaction est compris dans la phrase précédente. En effet, le déclanchement des oscillations spontanées dans un circuit est toujours un phénomène accidentel. Un circuit à résistance négative peut être considéré comme en équilibre instable. Si rien ne venait troubler cet équilibre, il se maintiendrait indéfiniment. En pratique, il y a toujours une cause accidentelle de rupture d'équilibre. Il suffit d'une petite variation de tension des sources ou même d'un phénomène, plus général encore, d'après lequel le courant anodique n'est pas parfaitement régulier mais subit des fluctuations autour d'une valeur moyenne.

On peut facilement remarquer que ces « accidents » ne se présentent pas constamment et que, si l'on veut établir des moyennes on en rencontrera un, par exemple, tous les dix millièmes de seconde.

En d'autres termes, si nous bloquons un circuit oscillateur, par un moyen quelconque, il pourra rester un dix millième de seconde avant d'être, de nouveau, le siège d'oscillations spontanées.

Imaginons maintenant que dix mille fois par seconde, nous bloquions les oscillations qui auraient pu, éventuellement, se développer. Avant

le départ spontané des oscillations nous disposerons d'un intervalle de temps de 1/10 000 de seconde pendant lequel nous pourrons déclancher les oscillations, à notre guise.

L'amplitude de celles-ci sera, au bout d'un temps donné, proportionnelle à la grandeur de l'impulsion initiale.

299. Montage à deux tubes. — Nous sommes maintenant en mesure de comprendre le fonctionnement du montage classique à deux tubes représenté sur la figure 231. On voit que le tube de droite, marqué HF, est monté à peu de chose près, comme une détectrice à réaction. La seule différence est qu'une seconde inductance insérée dans le circuit de plaque est couplée avec le circuit anodique du second tube M, *tube modulateur*

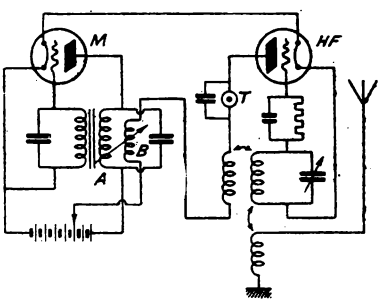


Fig. 231.

ou *de découpage*. Ce dernier oscille à une fréquence inaudible, de l'ordre de 10 à 20 000 périodes/s, par exemple.

Supposons que le couplage de réaction du tube HF soit réglé à la limite d'entretien. 10 000 fois par seconde, il y aura augmentation de tension anodique. Or, une augmentation de tension anodique correspondrait normalement à l'accrochage. 10 000 fois par seconde, il y aura aussi diminution de tension plaque. Une diminution de tension anodique correspondrait normalement au décrochage des oscillations. Nous réalisons ainsi pratiquement les conditions théoriques exposées dans le paragraphe précédent.

10 000 fois par seconde, le circuit aura donc les propriétés d'un circuit à résistance négative. Les oscillations seront déclanchées par les tensions présentes dans le circuit, c'est-à-dire par celles qu'il s'agit de recevoir.

Il est ainsi possible de réaliser un récepteur simple d'une sensibilité plus grande qu'une simple détectrice à réaction.

300. Conditions pour un bon fonctionnement. — Il faut nécessairement que les oscillations qu'on veut écouter aient le temps d'exercer leur action et d'atteindre une amplitude suffisante pendant l'intervalle de résistance négative. D'autre part, la fréquence de découpage ou de modulation ne peut être inférieure à 10 000 périodes par seconde sinon elle serait perçue dans le téléphone. Ces deux conditions contraires nous permettent de comprendre pourquoi le principe de la superréaction ne peut pratiquement pas s'appliquer pour des longueurs d'ondes supérieures à 300 mètres.

En réalité, c'est surtout pour les ondes courtes qu'on peut utiliser le système avec succès.

301. Avantages et inconvénients. — *a*) Le principal avantage c'est la simplicité du montage qui ne comporte qu'une ou deux lampes. Notons cependant que la mise au point peut être assez délicate. Il existe d'ailleurs plusieurs modes de fonctionnement. On passe de l'un à l'autre en agissant sur les différentes constantes.

b) La sensibilité du dispositif est considérable dans certaines applications et pour des longueurs d'ondes assez courtes. On a voulu, à certains moments, comparer des changeurs de fréquence à 8 ou 9 tubes avec un unique tube de superréaction. Une telle comparaison n'a aucun sens car les deux appareils ont des qualités et des défauts qui ne sont pas comparables.

c) Le principal inconvénient, c'est le bruit de fond qui accompagne le fonctionnement et qui a un caractère tellement particulier qu'on le nomme : *bruit de superréaction*. C'est un souffle violent, analogue à un échappement de vapeur à haute pression. Ce souffle, qui disparaît presque entièrement lorsque l'appareil est réglé sur une émission, vient des particularités de fonctionnement du système. Nous avons admis qu'aucune impulsion n'arrivait pendant la période où la résistance effective est négative. Or, en réalité, des impulsions se produisent irrégulièrement qui peuvent être suffisantes pour amorcer les oscillations spontanées.

Ce sont ces départs accidentels, répartis tout à fait au hasard, qui produisent précisément le souffle de superréaction. Quand le récepteur est réglé sur une émission, les impulsions accidentelles sont complètement masquées par les composantes de l'émission qui sont, en général, beaucoup plus importantes.

Certains montages (Hayashi) suppriment à peu près complètement cet inconvénient. La mise au point est seulement plus délicate.

d) Le circuit est peu sélectif. C'est, suivant les cas, un avantage et un

inconvénient. Un avantage s'il s'agit, par exemple, d'un récepteur de télévision; inconvénient, s'il s'agit des conditions normales de la radiodiffusion.

e) Des résonances multiples se produisent. Il est en effet impossible d'éviter l'action des harmoniques de l'oscillatrice auxiliaire (tube modulateur). Ceux-ci se comportent comme autant d'ondes porteuses.

Pour une fréquence de modulation de 10 000 périodes on peut calculer combien les oscillations harmoniques sont nombreuses et rapprochées. On trouvera évidemment un harmonique tous les 10 000 périodes ou tous les 10 kilocycles. C'est-à-dire que, dans les bandes normales de réception, il y aura à peu près autant de ces émissions indésirables que d'émissions à recevoir. Il va sans dire que ces harmoniques provoqueront des interférences avec les stations.

f) Un montage à superréaction en fonctionnement est, pendant la moitié du temps, un véritable émetteur dont la puissance peut être suffisante pour gêner considérablement les récepteurs voisins. La multiplicité des harmoniques produits peut diminuer considérablement la sélectivité apparente des récepteurs voisins.

302. Utilisation de la superréaction. — Les remarques précédentes permettent de fixer dans quels domaines l'emploi de la superréaction peut présenter des avantages. On peut, en premier lieu, éliminer son emploi dans les récepteurs destinés à l'écoute de la radiodiffusion sur ondes moyennes. Des travaux récents [1] semblent bien conclure dans ce sens. D'après M. D. Maurice le gain de sensibilité, par rapport à la réaction simple, est absolument négligeable pour les longueurs d'ondes supérieures à 50 mètres. On a cru qu'il existait une relation entre l'amplification obtenue et le rapport entre la fréquence reçue et celle du découpage. Armstrong prétendait que le gain croissait comme le carré de ce rapport $\frac{f_r}{f_d}$, f_d étant la fréquence de découpage et f_r la fréquence de réception. D'où l'avantage du système pour les ondes courtes. D'après P. David le gain varierait non comme le carré, mais ce rapport lui-même. Le Japonais Ataka croyait à l'existence d'un rapport $\frac{f_r}{f_d}$ optimum. Enfin, D. Maurice, dans l'article cité, croit qu'il n'y a aucun rapport optimum. Comme on le voit, la question est loin d'être clairement résolue.

En réalité, l'emploi de la superréaction sera tout à fait indiqué dans

1. D. Maurice, Ing. E. S. E., *Super-regeneration with reference to broadcast receivers Wireless Engineer*, volume XV (n° 172, janvier 1938).

les stations mobiles sur ondes courtes. Sa faible sélectivité et sa grande sensibilité permettent la recherche facile des émissions dont on ne connaît pas exactement le réglage. Avec certains montages (P. David) on peut éviter l'action des perturbations ou brouillages, surtout quand il s'agit d'écouter un émetteur proche et puissant.

Pour des raisons qu'il est maintenant facile de comprendre, la superréaction trouvera peut-être une application nouvelle dans l'écoute des stations de télévision.

CHAPITRE XVII

Récepteurs à changement de fréquence.

303. Généralités. Amplification directe et changement de fréquence. — Dans le chapitre relatif à la détection, nous avons montré qu'il était avantageux de transmettre au détecteur des tensions aussi grandes que possible. Non seulement il est alors possible d'obtenir une détection parfaitement linéaire et de réduire ainsi la distorsion, mais on obtient encore une meilleure sensibilité et une meilleure sélectivité par diminution de l'amortissement.

Les avantages de l'amplification avant détection sont donc bien nets.

Pour obtenir des gains par étages assez importants, il faut avoir recours à des couplages entre lampes réalisés par des circuits accordés.

S'il s'agit de construire un récepteur permettant l'écoute dans une gamme assez étendue et comportant une grande amplification, il faudra agir simultanément sur tous les circuits oscillants pour changer de réglage. L'amplificateur pourra être symbolisé comme sur la figure 232. La commutation des changements de gamme sera nécessairement assez compliquée. Il faudra, en effet, agir simultanément sur tous les circuits oscillants.

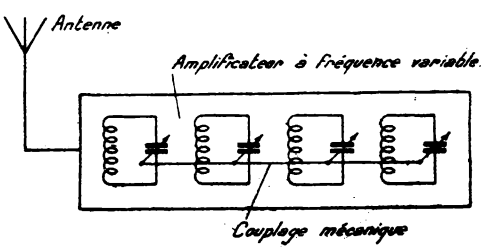


Fig. 232.

Un tel récepteur est dit à *amplification directe*, parce que les oscillations sont *directement* amplifiées.

Un récepteur à *changement de fréquence* (fig. 233) comportera un étage

changeur de fréquence dont le rôle est de transformer la fréquence ou, si l'on veut, la longueur d'onde des oscillations recueillies par l'antenne.

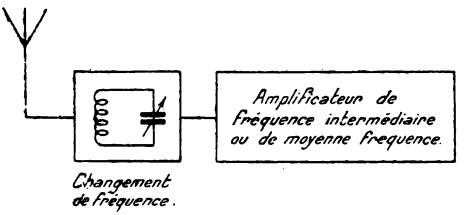


Fig. 233.

Ce dispositif est suivi par un amplificateur réglé une fois pour toutes sur une fréquence donnée qui est la *fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence.*

Les dispositifs d'accord et de changement de gamme n'agissent plus, dès lors, que sur les circuits d'entrée.

A priori, un récepteur à changement de fréquence pourra sembler plus compliqué. En pratique, il sera beaucoup plus simple. Il est, en effet, plus facile de réaliser un amplificateur réglé, une fois pour toutes, sur une fréquence donnée. A l'heure actuelle, on peut dire que, pratiquement, tous les récepteurs construits pour la radiodiffusion sont à changement de fréquence.

304. Principe du changement de fréquence. Strobodyne. — Tous les changeurs de fréquence ont ceci de commun qu'ils utilisent un générateur auxiliaire d'oscillations locales fournissant des tensions à la fréquence f_a. Les battements d'interférence obtenus avec la fréquence incidente f_i ont une fréquence $f_a - f_i$ ou $f_i - f_a$ suivant que f_a est plus grande ou plus petite que f_i. En détectant le courant complexe, on obtient un courant dans lequel existe la fréquence $f_i - f_a$ ou fréquence intermédiaire.

On a voulu distinguer plusieurs modes de fonctionnement. Certains techniciens ont expliqué le fonctionnement par une *détection*, d'autres par une *modulation*. Dès le début de 1927 nous avions proposé une explication, à propos d'un des premiers changeurs de fréquence; le *Strobodyne*, qui peut s'appliquer d'une manière complète aux changeurs de fréquence modernes. Nous nous efforcerons de montrer dans la suite de cette étude que les tubes modernes : octode, triode-penthode ou hexode, ne sont, en somme, que des Strobodynes perfectionnés, qui ont profité des améliorations de la technique des tubes à plusieurs électrodes.

305. Théorie stroboscopique du changement de fréquence. — Imaginons (fig. 234) un circuit parcouru par des oscillations à la fréquence f_i qui est, par exemple, de 1 000 périodes par seconde.

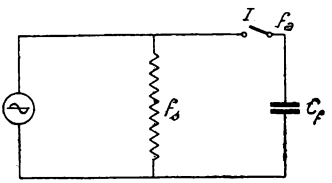


Fig. 234.

Un interrupteur I permet de connecter ce circuit avec un condensateur C_f. Nous pouvons admettre que C_f se charge immédiatement à la tension instantanée développée à ce moment dans le circuit. Supposons que l'interrupteur I soit manœuvré 900 fois par seconde.

La période des oscillations est de 1/1000 s; celle des manœuvres de l'interrupteur est de 1/900 s. Si la première manœuvre a été faite au moment où la tension instantanée passait par zéro; la deuxième manœuvre est arrivée avec un retard de 1/900 — 1/1000 ou 1/9000 de seconde. La troisième manœuvre a eu un retard de 2/9 000 de seconde, etc., et, au bout d'une seconde, c'est-à-dire, après 900 manœuvres, le retard a été de 900/9000 ou 1/10 de seconde, *ce qui correspond précisément à* 100 *périodes des oscillations.*

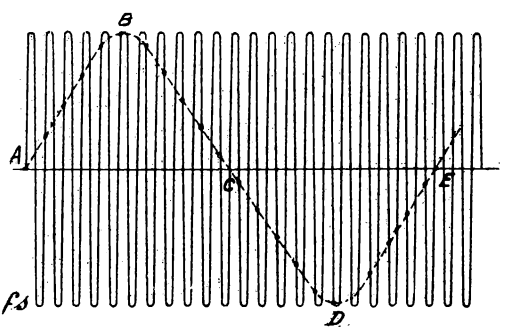


Fig. 235.

La figure 235 montre que la tension aux bornes de C_f d'abord croissante, passe par un maximum égal à la tension maximum des oscillations, décroit, passe par zéro (point C), change de sens pour atteindre un nouveau maximum dans l'autre sens (point D), etc... Elle passe par toutes les valeurs d'une sinusoïde dont la fréquence est précisément de 1000 — 900 = 100 périodes par seconde.

Il est évident, d'après le croquis, que la suite des tensions instantanées reconstruit, en quelque sorte, les différents moments d'une oscillation sinusoïdale dont la fréquence est précisément f_i-f_a. La tension entre les armatures du condensateur varie en fonction du temps exactement comme s'il était connecté à une source de fréquence f_i-f_a et d'amplitude maximum égale à celle des oscillations incidentes.

Si C fait partie d'un circuit accordé précisément sur cette fréquence, il y aura intégration des impulsions successives et, en fait, ce circuit sera le siège d'oscillations entretenues. L'analogie du phénomène avec le principe du stroboscope est évidente. Si 101 fois par seconde, l'on éclaire un disque qui tourne à 100 tours par seconde, on *voit* tourner le disque à raison de 101-100 ou 1 tour par seconde. C'est cette remarque qui est à l'origine du nom de *Strobodyne.*

306. Remarques sur le fonctionnement. — Il est clair que nous obtiendrons encore la sinusoïde A B C D E si nous supprimons une impulsion sur deux de l'oscillation locale, en d'autres termes, si sa fréquence est deux fois moins élevée. La théorie habituellement admise pour le changement de fréquence (modulation-détection) fait appel à des harmoniques de l'oscillateur pour expliquer ce phénomène facilement vérifiable.

Mais on observe encore ce phénomène quand on utilise un oscillateur local dont on a complètement éliminé les harmoniques.

Le fonctionnement avec une fréquence locale deux fois plus petite correspond à une sensibilité plus réduite. C'est évident parce que les impulsions transmises à C (fig. 234) sont deux fois moins nombreuses.

D'autre part, le système est évidemment réciproque. C'est-à-dire que si la sinusoïde pointillée représente les oscillations incidentes, la sinusoïde en trait plein représentera la fréquence convertie ou fréquence intermédiaire. Il est donc possible d'obtenir à volonté une augmentation ou une diminution de longueur d'onde.

L'amplitude maximum de la fréquence intermédiaire est égale à celle des oscillations locales. S'il s'agit d'oscillations entretenues modulées, il y aura des variations périodiques de ce maximum. La moyenne fréquence suivra naturellement ces variations et, en conséquence, la moyenne fréquence sera modulée, elle aussi.

307. Interrupteur électronique. — Il va sans dire que la réalisation de l'interrupteur I de la figure 234 pourrait présenter de sérieuses difficultés de réalisation puisqu'il devrait être manœuvré plusieurs milliers de fois par seconde. En réalité, l'interrupteur est constitué par une

lampe génératrice d'oscillations. Le principe du premier Strobodyne est donné sur la figure 236.

Le tube S est une lampe oscillatrice qui produit la fréquence auxiliaire. Ses oscillations sont de grande amplitude et pratiquement, le point de fonctionnement parcourt une grande étendue de caractéristique, par

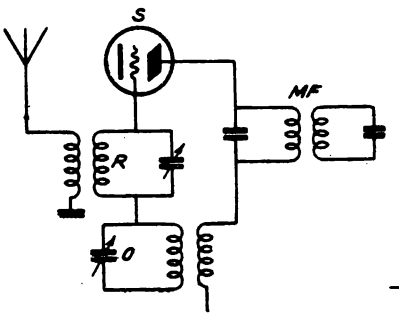


Fig. 236.

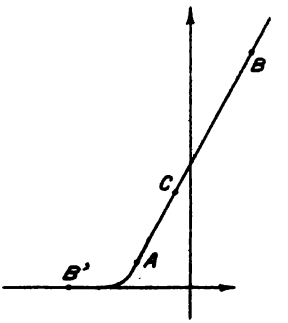


Fig. 237.

exemple la région AB (fig. 237). En pratique, seule, la région AC correspond à une amplification normale par le tube. Pendant le temps correspondant, le circuit récepteur R pourra transmettre de l'énergie au circuit de plaque, par le mécanisme d'amplification du tube. Nous arrivons donc ainsi à l'équivalent du circuit figure 234 à cette différence près que les impulsions transmises ne sont pas instantanées mais durent pendant que le point de fonctionnement va de A en C. Le résultat final n'est pas sensiblement modifié pour cela.

On peut obtenir un autre mode de fonctionnement en introduisant

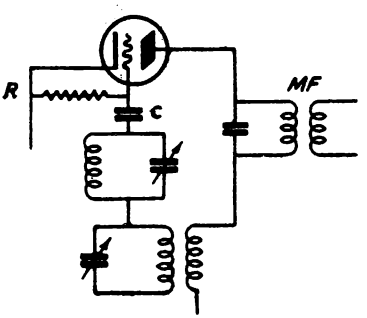


Fig. 238.

une résistance de quelques dizaines de milliers d'ohms (25 000 à 50 000 selon les tubes) dans le circuit de grille. Un condensateur doit permettre le seul passage de la haute fréquence (figure 238). Le courant de grille due à la rectification des oscillations spontanées du tube pro-

duira une polarisation importante. Cette fois, le point de fonctionnement se déplacera, par exemple de B' en C. La lampe sera encore bloquée pendant une partie importante du temps, non par suite de l'application d'une tension positive sur la grille, mais parce que la polarisation sera trop grande. Le résultat est le même. On peut donc encore, dans ce cas, expliquer le changement de fréquence uniquement par effet stroboscopique, sans faire *intervenir d'effet détecteur.*

308. Fréquence image. Présélection. — Pour obtenir une fréquence intermédiaire de 130 kilohertz, il suffit qu'il existe une différence de 130 kilohertz entre les oscillations locales et les oscillations incidentes. Imaginons qu'il s'agisse d'une émission sur 1 000 kilohertz (ou 300 m). Nous réglerons, par exemple, l'oscillation locale sur 1 130 kilohertz (265 m 5). Mais s'il existe dans le circuit une émission sur 1 260 kilohertz (238 m 5) elle répondra, elle aussi, à la condition imposée. En effet : 1 260-1 130 = 130.

Inversement, pour recevoir l'onde de 1 000 kilohertz, nous aurons encore la ressource de régler l'oscillation locale sur 1 000 — 130 ou 870 kilocycles (345 m).

Le dispositif changeur de fréquence aura donc la propriété de permettre la réception simultanée de deux émissions dont la différence de fréquence est de 1 260 — 1 000 = 260, c'est-à-dire *le double de la fréquence de conversion.* Ces deux fréquences étant symétriques par rapport à la fréquence reçue, d'où le nom de « fréquence image ».

Le phénomène ne pourra se produire que dans l'hypothèse où les deux fréquences f_i et $f_i + 2f_m$ sont représentées par des tensions sur la grille du tube changeur de fréquence. On évitera l'inconvénient si, par un filtrage approprié, les signaux à la fréquence $f_i + 2f_m$ ont pu être éliminés avant d'être introduits dans le changeur de fréquence. Il est donc nécessaire de les éliminer préalablement. C'est cette opération qu'on désigne sous le nom de *présélection.*

309. Choix de la fréquence de conversion. — La sélection de deux tensions à haute fréquence est d'autant plus facile que la différence des fréquences est plus grande. En toute exactitude, ce n'est pas la différence de fréquence qu'il faut considérer mais l'*écart relatif.* Ainsi, séparer les deux fréquences de 50 et 60 kilohertz est facile, parce que l'écart relatif par rapport à la plus faible est de $\frac{10}{50}$ ou 20 %. C'est un **écart considérable.**

S'il s'agit de séparer les fréquences de 1 000 et 1 010 kilohertz, l'écart absolu demeure le même, mais l'écart relatif est de 1 %. Pour arriver au même résultat, il faudra utiliser des circuits bien meilleurs.

Ce simple raisonnement nous permet de comprendre comment le changement de fréquence permet d'obtenir assez facilement une grande sélectivité.

D'après ce qui précède, on pourrait croire qu'il y a intérêt à adopter une fréquence de conversion très basse. Ce serait vrai si le phénomène de la fréquence image n'existait pas.

Nous avons établi dans le paragraphe précédent que les deux fréquences dangereuses sont écartées de $2f_m$. Leur présélection sera donc d'autant plus facile que f_m *sera plus élevée.* Nous arriverons ainsi à une conclusion exactement opposée à la précédente.

Dans les récepteurs de radiodiffusion actuels deux solutions sont pratiquement adoptées :

a) *MF sur* 135 *kilohertz*. Il faut une présélection assez sévère dans la gamme des « petites ondes ». La sélectivité est obtenue très facilement.

b) *MF sur* 472 *kilohertz*. Le problème de la présélection ne se pose pratiquement que dans certaines bandes très étroites de fréquence. Par contre, les circuits de moyenne fréquence doivent être très soignés.

310. Harmoniques de la moyenne fréquence. — Les tensions de moyenne fréquence sont, en quelque sorte, reconstituées par des impulsions successives. Le circuit de plaque n'est pas le siège d'une force électromotrice régulièrement sinusoïdale, mais de chocs successifs qui arrivent en phase. Une telle force électromotrice contient nécessairement un nombre d'harmoniques importants; on peut même observer qu'elle les contient tous. Ces harmoniques ne sont pas gênants puisque la sélectivité du filtre de moyenne fréquence est généralement très grande. *Mais les harmoniques peuvent être rayonnés et venir interférer avec les tensions existant dans les circuits d'entrée du récepteur.* Ainsi, par exemple, dans un changeur de fréquence sur 472 kilohertz, on trouve l'harmonique II, du changement de fréquence sur $472 \times 2 = 944$ kilohertz ou environ 317 mètres.

311. Sifflements du récepteur à changement de fréquence. — Le fonctionnement d'un récepteur à changement de fréquence mal étudié, est souvent accompagné de sifflements dont il est utile de pouvoir connaître l'origine. Ainsi que nous allons l'établir, ces anomalies peuvent être produites par des causes multiples et l'identification n'est pas toujours facile.

Fréquemment, le brouillage prend la forme d'un sifflement plus ou moins intense qui se superpose au signal. Remarquons qu'un sifflement suppose une différence de fréquence de quelques kilocycles tout au plus entre les oscillations qu'on désire recevoir et les oscillations perturbatrices. Mais l'action perturbatrice peut s'exercer aussi bien sur la moyenne fréquence que directement sur la fréquence du signal.

Dans le cas d'un brouillage intense, la perturbation peut se traduire, par exemple, par l'audition d'une station sur un réglage tout à fait anormal.

Nous citons ci-dessous quelques-unes des causes les plus fréquentes de perturbations.

1. *Action directe sur la moyenne fréquence.* — *a*) Les oscillations brouilleuses peuvent correspondre à une fréquence voisine de celle de la moyenne fréquence. Si la présélection est insuffisante, le signal perturbateur parviendra jusqu'à la grille du tube changeur de fréquence. Les oscillations amplifiées seront transmises au circuit de plaque et produiront alors une interférence avec les oscillations que l'on désire recevoir.

Ce phénomène peut se produire même si la présélection est importante. Il suffit que le blindage des circuits soit insuffisant et que, sans passer par les divers éléments du récepteur, la tension perturbatrice atteigne directement la grille du tube changeur de fréquence.

Le brouillage existe naturellement quel que soit le réglage de l'appareil et quelle que soit la station reçue.

b) Si deux émetteurs puissants présentent une différence de fréquence égale à la moyenne fréquence, ils produiront des battements. Si ceux-ci peuvent atteindre la moyenne fréquence on entendra simultanément les deux stations, en même temps que celle que l'on désire écouter. Le phénomène se traduira par des sifflements.

c) Il suffit d'ailleurs d'un seul émetteur très puissant pour que ce type de brouillage puisse être fort gênant.

Prenons un exemple concret. Soit, par exemple, un récepteur à changement de fréquence dont la moyenne fréquence est de 100 kilohertz.

Si l'appareil est utilisé à Paris, avec une présélection insuffisante, nous observerons qu'il est impossible d'obtenir l'audition de Vienne. Un sifflement violent se produit et, même, parfois, on observera l'audition d'un émetteur dont la fréquence d'émission diffère cependant.

En effet, la fréquence de cette dernière station est de 695 kilohertz. Celle de Vienne est de 592 kilohertz. L'écart est donc sensiblement de 100 kilohertz. L'onde porteuse de Vienne interfère avec celle de Paris insuffisamment atténuée par la présélection.

Il en sera de même pour le réglage de Lwow (Pologne) dont la fréquence est de 795 kilohertz.

2. *Fréquence image.* — Le phénomène de la fréquence image est aussi une cause de sifflements puisque une même valeur de la fréquence locale correspond à la réception de deux stations.

Le plus souvent, l'atténuation produite par la présélection fait disparaître la modulation de l'émission perturbatrice, mais l'amplitude de l'onde porteuse est suffisante pour produire un sifflement gênant.

Nous avons reconnu que le choix de la fréquence intermédiaire pouvait réduire ce phénomène.

3. *Addition de fréquences.* — On peut montrer que la superposition de deux fréquences dans des circuits à caractéristiques d'amplitude non linéaires produirait non seulement une composante à la fréquence $f_i - f_a$ mais encore une autre à la composante $f_i + f_a$. Ce brouillage ne sera important que dans le cas où la fréquence intermédiaire est largement supérieure aux fréquences normalement reçues. C'est une exception dans la technique actuelle des récepteurs. Mais on doit cependant en envisager la possibilité dans certaines bandes de fréquences.

4. *Interférences d'harmoniques.* — Les tensions en présence ne sont pas pures. En général, l'oscillation locale présente *tous* les harmoniques. On peut obtenir le changement de fréquence par superposition d'un de ces harmoniques avec une oscillation quelconque.

Certains émetteurs ont eux aussi des harmoniques. Enfin, il faut tenir compte des harmoniques de la moyenne fréquence qui sont d'autant plus nombreux que la fréquence intermédiaire est plus basse. Il est juste d'ajouter, qu'en règle générale, l'amplitude des harmoniques diminue comme leur rang augmente.

Cette énumération suffira à montrer que la question peut être très délicate à traiter pratiquement.

312. Aperçu du problème de la monocommande. — Un récepteur à amplification directe comporte un certain nombre de circuits accordés simultanément sur la fréquence incidente. Ces circuits sont tous identiques; un condensateur variable comportant plusieurs éléments semblables réalise très simplement *l'alignement.*

Dans un appareil à changement de fréquence, il y a un ou plusieurs circuits accordés sur la fréquence incidente, mais il existe aussi le circuit des oscillations locales qui présente une différence constante avec la fréquence de réception. Cette différence de fréquence représente précisément la fréquence de conversion.

On cherche pratiquement à réaliser un récepteur à monocommande, c'est-à-dire dans lequel les différents circuits sont simultanément accordés.

Si l'inductance du circuit produisant les oscillations locales est de même grandeur que celles des circuits accordés sur les oscillations incidentes, il sera nécessaire que sa capacité soit ou plus grande ou plus petite. Il est donc, dans ce cas, impossible d'utiliser un condensateur d'accord présentant des éléments identiques. Une solution consistera à utiliser un condensateur variable dont la variation de capacité en fonction du déplacement angulaire ne suit pas la même loi pour les différents éléments.

Cette solution pourrait être parfaite si les récepteurs ne comportaient qu'une seule gamme de réception. Mais il est facile de voir que le condensateur des oscillations locales devrait posséder autant de sections de profil différent que le récepteur comporte de gammes. On se heurte donc à une difficulté très importante.

En pratique, la solution universellement adoptée est tout à fait différente. On utilise un condensateur variable dont les différentes sections sont identiques.

Le circuit des oscillations locales a une inductance inférieure à celle des autres circuits. La différence de fréquence cherchée est ainsi obtenue au milieu de la gamme qu'il s'agit de couvrir. La fréquence au début de la gamme (fréquence les plus élevées) serait trop grande. On lui donne la valeur convenable en plaçant en parallèle un condensateur fixe (trimmer) d'une valeur déterminée pour que l'erreur d'alignement soit, en moyenne, aussi réduite que possible.

La fréquence obtenue en haut de la gamme (fréquences les plus basses) serait trop petite. On lui donne la valeur convenable en plaçant un condensateur fixe *en série* (padding).

Le calcul permet de montrer qu'une telle solution *n'est qu'approchée*

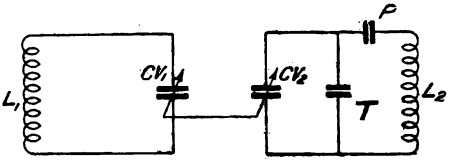


Fig. 239.

et que le système ne permet un alignement parfait qu'en trois points précis de la gamme. En dimensionnant soigneusement les variables et en choisissant judicieusement ces trois « *points de coïncidence* » l'erreur moyenne peut être assez faible pour être aceptable. Le montage schématique des deux circuits est indiqué figure 239.

Nous reviendrons sur les détails pratiques de cette opération dans le tome III de cet ouvrage.

313. Avantages des récepteurs à changement de fréquence. — En principe, un récepteur à changement de fréquence comportera donc un circuit d'accord, un circuit de changement de fréquence et un amplificateur de fréquence intermédiaire qui est un amplificateur à haute fréquence *accordé une fois pour toutes.* C'est dans ces derniers mots qu'on peut trouver tous les avantages des appareils à changement de fréquence.

Soit, par exemple, l'amplificateur schématisé sur la figure 240. Pour

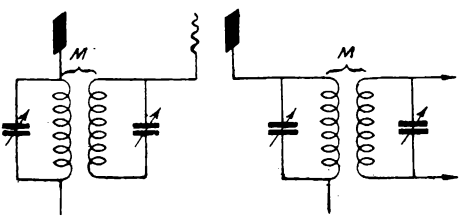


Fig. 240.

obtenir une réception correcte de la téléphonie il faut que l'amplificateur ait *une bande passante* de l'ordre de 7 à 10 kilocycles au minimum. Nous obtiendrons assez facilement ce résultat en réglant le coefficient d'induction mutuelle M au voisinage du *couplage critique*[1].

Mais, s'il s'agit d'un récepteur à amplification directe il faut que l'accord des circuits puisse varier, par exemple, entre 190 et 570 mètres. Or nous nous trouvons là en présence d'une grande difficulté. La valeur de M correspondant au couplage critique *n'est pas la même quand les circuits sont accordés sur* 190 *ou sur* 570 *mètres.* Il faudra donc imaginer un dispositif mécanique permettant de modifier M en fonction de la longueur d'onde. Une autre solution approchée consistera à adjoindre *un couplage statique* ou électrique *au couplage magnétique.* Dans l'un ou l'autre cas, nous serons amenés à une complication certaine.

S'il s'agit d'un amplificateur de moyenne fréquence, nous pourrons régler M à sa valeur optimum. Ce sera considérablement plus simple.

D'autre part, il est beaucoup plus facile d'obtenir la sélectivité voulue. On peut sans inconvénient multiplier le nombre des circuits oscillants puisque ceux-ci sont accordés une fois pour toutes.

De plus, on peut choisir la fréquence intermédiaire. Imaginons, sans

1. Voir §§ 103-104-105.

plus préciser, qu'il s'agisse d'obtenir la séparation de deux stations écartées de 10 kilocycles, l'une sur 1 000 kilocycles, l'autre sur 990. L'écart relatif est de $\frac{10}{1\,000}$ ou de 1%. Après changement de fréquence l'écart absolu est toujours de 10 kilocycles. Mais si la fréquence de conversion est de 100 kilocycles l'écart relatif est de $\frac{100}{10}$ ou 10 %. La séparation sera donc beaucoup plus facile.

D'autre part, le gain d'un étage à haute fréquence dépend de l'impédance à la résonance soit $\frac{L}{RC}$ [1]. Or, le facteur R est le coefficient de pertes qui sera beaucoup plus réduit si la fréquence est plus basse.

Nous obtiendrons ainsi beaucoup plus facilement des gains élevés par étage. Ce résultat sera particulièrement appréciable pour la réception des ondes courtes.

MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE

314. Généralités. — Dans les premiers temps les dispositifs à changeur de fréquence comportaient deux tubes. L'un d'eux était chargé de produire les oscillations locales, l'autre, chargé d'opérer le découpage, était le *tube modulateur* ou *premier détecteur.*

Un peu plus tard, on a cherché à effectuer les deux opérations avec un seul tube. Il faut remarquer qu'à cette époque les tubes étaient exclusivement alimentés par des batteries. Il était donc intéressant de réduire la consommation. Nous décrirons rapidement quelques montages. Les tubes utilisés alors étaient des triodes. Un peu plus tard on employa des penthodes.

La technique des tubes se perfectionnant on imagina des tubes spéciaux pour le changement de fréquence. On peut cependant distinguer les éléments oscillateurs et les éléments modulateurs. En réalité, on est en présence de deux tubes placés dans la même ampoule. Ces tubes peuvent avoir des éléments nettement séparés (triode-hexode) (triode-penthode) ou, au contraire, avoir certains éléments communs (hexode, heptode).

Cette disposition présente, à la fois, des avantages et des inconvénients que nous étudierons plus loin. Cette remarque permet de comprendre que, malgré ces tubes spéciaux, il existe encore de nombreux partisans du changement de fréquence par deux tubes complètement séparés.

1. Voir tome I, n° 172,

ANCIENS MONTAGES A UN SEUL TUBE TRIODE

315. Montage « double harmonique ». — La réalisation pratique des montages (fig. 236 et 238) aurait soulevé des difficultés importantes. A cette époque on ne savait point réaliser industriellement des circuits à faibles pertes. En conséquence, on choisissait une fréquence de conversion très basse, comprise généralement entre 50 et 100 kilocycles. Il en résultait que l'écart entre la fréquence locale et la fréquence incidente était faible. Les deux circuits oscillants embrochés dans le circuit de grille présentaient un désaccord peu important. Pour cette raison il y avait réaction d'un circuit sur l'autre. La modification de l'un d'eux entraînait un désaccord de l'autre. L'entretien des oscillations dans le circuit oscillateur était difficile, à cause de l'absorption provoquée par le circuit récepteur.

Un des premiers moyens présenté, dû à *Armstrong*, consiste à accorder le circuit générateur sur une fréquence double de la fréquence normale. Le changement de fréquence était alors obtenu par l'harmonique II de l'oscillation locale.

316. Montage Tropadyne. — Dans le montage Tropadyne, la réaction entre les deux circuits est supprimée grâce à un montage en Pont (fig. 241).

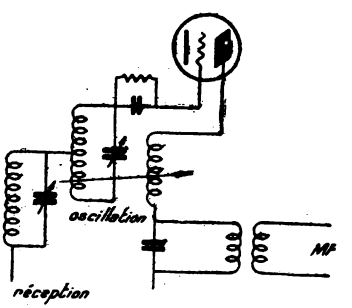


Fig. 241.

Une difficulté sérieuse était l'équilibrage du point milieu de la bobine d'oscillation. La sensibilité était assez faible. L'amplitude des oscillations locale avait une grosse importance.

317. Montage Strobodyne. — Alors que le montage précédent opère le changement de fréquence, en bloquant périodiquement l'ampli-

fication, par excès de polarisation, le montage Strobodyne (fig. 242) imaginé par l'auteur en 1927, procède, en quelque sorte, par court-circuit des éléments récepteurs. La grille devient positive pendant une partie de l'alternance de l'oscillation locale.

La pente moyenne pendant le fonctionnement est notoirement plus élevée, c'est sans doute à cette cause qu'il faut attribuer la grande sensibilité du montage.

Par contre, le circuit oscillant de réception, mis en court-circuit pen-

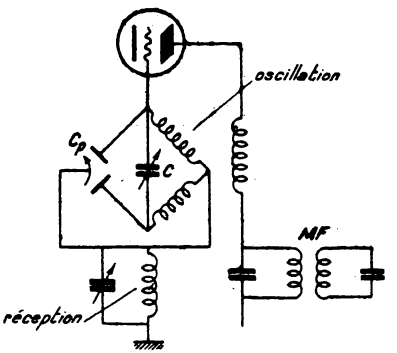


Fig. 242.

dant une partie du temps, est fortement amorti. Le problème est le même que celui de l'amortissement d'un circuit oscillant par un détecteur diode. On tourne la difficulté en n'introduisant qu'une fraction de l'inductance dans le circuit du tube.

L'équilibrage du circuit générateur est double. Il y a un point milieu sur l'enroulement et, de plus, un compensateur C_p permet de déplacer l'équilibre dans un sens ou dans l'autre. Il devient ainsi possible de corriger les écarts inévitables dus à un mauvais équilibrage de la bobine.

Le Strobodyne permettait d'obtenir une remarquable sensibilité sur les ondes les plus courtes.

MONTAGES UTILISANT DEUX TUBES

318. Couplage par la cathode. — Le tube oscillateur est toujours un tube triode, quant au *tube modulateur* ou *mélangeur* c'est un tube tétrode, penthode ou encore un tube spécialement établi pour le changement de fréquence.

On peut imaginer de très nombreux montages qui ne diffèrent entre eux que par la manière dont les oscillations locales sont utilisées.

Le couplage oscillateur-modulateur peut être statique, magnétique, ohmique, etc...

Nous donnons un exemple de réalisation figure 243, montage dit à

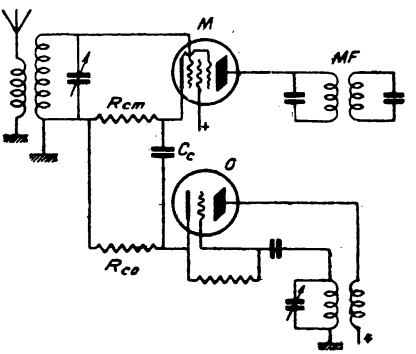


Fig. 243.

couplage cathodique. Le retour de cathode du tube oscillateur comporte une résistance R_{co}. On trouvera entre les extrémités de R_{co} des tensions de même forme que les tensions développées dans le circuit de plaque, c'est-à-dire dans le cas présent, des tensions à la fréquence de l'oscillation locale.

Ces oscillations sont transmises entre cathode et grille du tube modulateur. La résistance R_{cm} permet de déterminer le point moyen de fonctionnement de ce dernier. Quant à la résistance R_{co}, elle détermine simplement la grandeur de la tension auxiliaire transmise.

Une variante du même montage pourrait consister à n'utiliser qu'une seule résistance de cathode commune aux deux circuits.

Le fonctionnement s'explique sans difficulté. Le point moyen de fonctionnement est voisin du coude inférieur de la caractéristique : on détermine pour cela la grandeur de R_{cm} (point A, fig. 237). Les alternances d'un certain sens transmises par M diminuent la grandeur absolue de cette polarisation. Le point de fonctionnement vient périodiquement en C — ce qui correspond à un gain important puisque la pente est élevée, puis en B′ — ce qui correspond au blocage du tube. Il y a donc nettement effet stroboscopique, car, en effet, la tension auxiliaire dépasse toujours *très largement* la tension incidente.

319. Couplage par la plaque. — On peut aussi injecter les tensions auxiliaires dans le circuit de plaque. Le montage utilisé sera, par exemple,

celui de la figure 244. Les oscillations locales n'agissent pas sur le circuit de grille, mais sur le circuit de plaque. Le montage est particulièrement sensible avec une lampe à grille écran. Il est bien facile de comprendre pourquoi. Considérons la caractéristique tension-plaque, intensité de plaque d'un tube tétrode (fig. 245) et d'un tube penthode (pointillé).

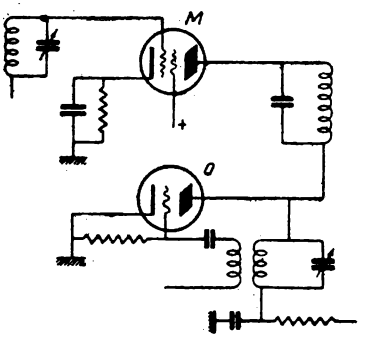


Fig. 244.

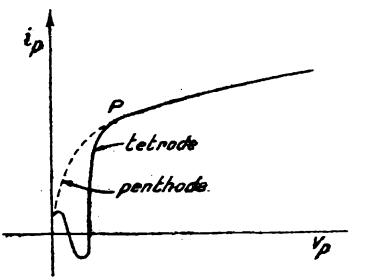


Fig. 245.

Le point moyen de fonctionnement au repos est P. On voit immédiatement que la variation de courant en fonction de la tension anodique est beaucoup plus grande pour le tube tétrode. L'effet stroboscopique sera donc beaucoup plus net. Dans un montage de cette espèce, il faut que la tension des oscillations locales soit beaucoup plus grande que pour les montages précédents. Une variation de tension produit un effet beaucoup plus grand dans le circuit de grille. C'est un inconvénient de ces montages.

320. Couplage par une grille écran ou par électrode spéciale. — La tension auxiliaire de découpage peut encore être transmise à une électrode séparée comme par exemple une grille écran. Nous avons montré plus haut que la tension de grille écran avait une influence importante sur la pente du tube, c'est-à-dire sur le gain obtenu. En faisant varier la pente au rythme de la fréquence des oscillations locales on obtient encore un effet stroboscopique. Le montage sera, par exemple, celui de la figure 246. La résistance R est réglée pour que la valeur de la tension écran moyenne corresponde à l'effet stroboscopique le plus net.

Enfin, la tension peut être transmise à une électrode de commande spéciale prévue pour obtenir le changement de fréquence. Le montage ne diffère pas sensiblement de celui de la figure 246. La sensibilité est

généralement meilleure parce que les caractéristiques du tube ont été déterminées pour obtenir les meilleurs résultats dans cette fonction spéciale.

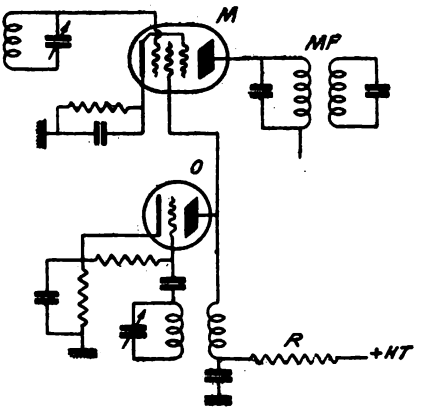


Fig. 246.

321. Utilisation d'un tube spécial. Couplage électronique. — Les constructeurs de tubes ont présenté des tubes spéciaux destinés à réaliser commodément le changement de fréquence. On peut les considérer comme l'association d'un tube oscillateur et d'un tube modulateur.

Si nous prenons pour exemple les tubes heptodes et octodes tels que les 6 A 8 ; 6 E 8 ou EK 2, ils sont constitués de la manière suivante :

La disposition générale est conforme à la figure 247. Une cathode a

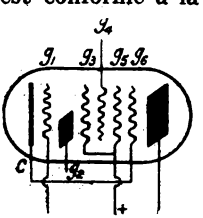


Fig. 247.

pour rôle la production des électrons. En partant de cette cathode on trouve la première grille de commande g_1 qui est *la grille des oscillations locales*, agissant sur la totalité du flux électronique.

L'électrode g_2, appelée généralement seconde grille est, en réalité, une anode auxiliaire. C'est souvent une petite tige placée hors du flux électronique général.

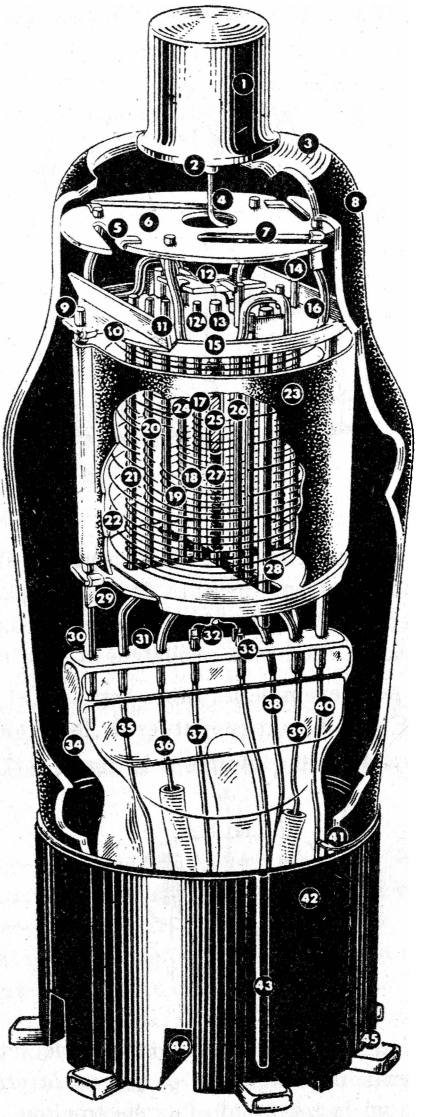

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45

Fig. 248.

La correspondance entre les numéros de la figure est indiquée ci-dessous :

1. Connexion extérieure de grille.
2. Isolateur d'entrée pour la connexion à la grille de contrôle (grille 4).
3. Ampoule de verre.
4. Connexion à la quatrième grille.
5. Pinçage pour la fixation du disque de centrage en mica.
6. Disque flexible de centrage en mica.
7. Évidement dans le disque de mica, assurant une élasticité suffisante pour le maintien dans le verre de l'ampoule.
8. Revêtement métallique.
9. Support de l'anode.
10. Disque de mica pour la fixation des supports d'électrode.
11. Support de la troisième grille.
12a. Support pour la première grille.
12. Condensateur de neutralisation.
13. Partie supérieure de la cathode.
14. Support de la sixième grille.
15. Disque métallique renforçant le disque de mica.
16. Support de disque de centrage en mica.
17. Première grille.
18. Deuxième grille.
19. Troisième grille.
20. Quatrième grille.
21. Cinquième grille.
22. Sixième grille.
23. Anode.
24. Support de la deuxième grille.
25. Filament et isolateur.
26. Support de la quatrième grille.
27. Couche émissive de la cathode.
28. Support de la sixième grille.
29. Pinçage pour la fixation de l'ensemble des électrodes
30. Support pour l'ensemble des électrodes.
31. Couche spéciale pour l'isolement de surface.
32. Filament.
33. Pinçage pour la fixation de l'ensemble des électrodes.
34. Pied en verre.
35. Connexion de la sixième grille.
36. Connexion de la deuxième grille.
37. Connexion du filament.
38. Connexion de la première grille.
39. Connexion de la troisième et de la cinquième grilles.
40. Connexion de l'anode.
41. Connexion de la métallisation.
42. Culot.
43. Guide de fixation.
44. Évidement pour l'élimination des pertes en haute fréquence.
45. Ergot de fixation sur le support.

Ces deux dernières électrodes constituent, avec la cathode, les éléments d'un tube triode qui entretient les oscillations locales.

La grille suivante g_3 est une électrode accélératrice qui est reliée à la grille g_5 et l'ensemble des deux constitue *un véritable écran* entourant complètement *la grille de commande principale* g_4. La dernière grille (g_6) est intérieurement reliée à la cathode du tube. C'est *une électrode de freinage* ou grille d'arrêt destinée à empêcher les électrons secondaires de revenir vers les électrodes accélératrices. Nous donnons figure 248 un dessin permettant de se faire une idée précise de la complexité d'un tube électronique comme l'octode.

Le schéma d'utilisation sera, par exemple, celui de la figure 249. Les

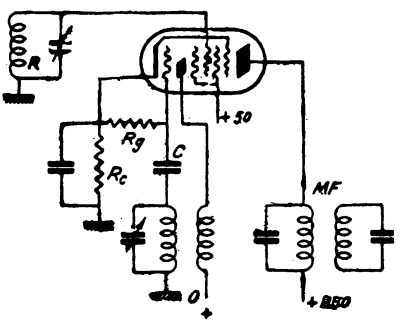


Fig. 249.

tensions incidentes sont développées dans le circuit récepteur R et appliquées entre grille de commande principale g_4) et masse. La grille g_4) est une grille de tube à pente variable.

Le circuit oscillateur comporte deux enroulements dont l'un est accordé par condensateur variable qui commande le changement de fréquence. Les oscillations développées ont une amplitude de l'ordre de 10 ou 15 volts et sont ainsi appliquées à la première grille.

On comprend, d'après cette brève description, que le couplage entre les éléments oscillateurs et récepteurs n'est ni magnétique, ni statique, ni ohmique. Les deux circuits sont, à priori, électriquement séparés. Ils sont, en réalité, couplés par des électrons. Il s'agit donc d'un couplage d'une nature spéciale qui a été nommé *couplage électronique.*

On pourrait dire qu'il s'agit en somme d'une liaison unilatérale puisque si le circuit O agit sur le circuit R, l'effet inverse n'est pas vrai.

322. Fonctionnement. — On peut comprendre intuitivement le fonctionnement des tubes octodes. Les électrons sont contrôlés tout

d'abord par la première grille g_1. Quand, au cours de son oscillation, cette grille prend de fortes valeurs négatives (de l'ordre de — 10 volts) elle bloque complètement le courant électronique. Cet arrêt a lieu naturellement à la fréquence de l'oscillation locale. On voit nettement apparaître, de la sorte, l'effet de découpage ou effet stroboscopique.

Tout se passe exactement comme si l'émission électronique de la cathode était pulsatoire, avec, précisément, le rythme des oscillations locales.

On peut, d'ailleurs, préciser davantage cette manière d'envisager le fonctionnement.

Considérons l'ensemble des grilles g_3, g_4, g_5, g_6 et l'anode comme un tube penthode. La grandeur des tensions instantanées transmises au circuit de plaque est déterminée par la grandeur des tensions développées par le circuit récepteur R mais, aussi, par la pente de la caractéristique.

Mais cette dernière constante dépend, à son tour, de la tension appliquée sur la grille g_1. On peut d'ailleurs, tracer la courbe qui donne la variation de la pente p_{g4} en fonction de vg_1.

Cette pente p_{g4} serait définie comme le rapport entre la variation du courant anodique i_a en fonction de la tension appliquée sur g_4. Mathématiquement, ce serait :

$$\frac{di_a}{dv_{g4}}.$$

Cette courbe est tracée en 1 figure 250.

Mais il s'agit là de conditions purement statiques. En réalité, v_{g1} subit des variations périodiques à la fréquence des oscillations locales. Traçons ces variations en fonction du temps (en bas de la figure).

Nous pouvons tracer graphiquement les variations de la pente ou ce qui revient au même, *de l'amplification en fonction du temps*. Nous arrivons ainsi à la courbe III (à droite). Son allure est extrêmement révélatrice. Le tube agit comme un interrupteur qui laisserait passer *rythmiquement* les oscillations incidentes. C'est exactement ce que nous avions supposé dans notre explication du changement de fréquence stroboscopique. Il importe de remarquer que la loi de variation du gain est loin d'être sinusoïdale. La plupart des calculs élémentaires assimilent cette courbe à une sinusoïde. Il y a là une simplification tellement exagérée qu'il convient de mettre en doute les résultats de ces calculs.

323. Pente de conversion. Gain de conversion. Résistance interne. — Pour apprécier le fonctionnement d'un tube changeur de fréquence, on définit la *pente de conversion* par analogie avec la *pente* dans un tube ordinaire. Une petite variation dE, de l'amplitude efficace

du signal à l'entrée se traduira par une variation dI_i de la composante du courant anodique qui correspond à la fréquence intermédiaire, quand l'impédance d'utilisation est nulle. La pente de conversion p_{conv} sera :

$$\frac{dI_s}{dE_s}.$$

Pour un tube donné, la tension moyenne fréquence développée aux bornes d'une impédance R_a est : $Z_i \times p_{conv}$.

La pente de conversion apparaît ainsi comme une constante essentielle des tubes changeurs de fréquence.

De la même manière, on serait amené à définir *le gain de conversion* comme le rapport entre la tension incidente et la tension de fréquence intermédiaire développée entre les extrémités de l'impédance d'utilisation. Cette valeur est précisément :

$$A_{conv} = p_{conv} \cdot Z_i.$$

D'après la figure 250, il y a des périodes où le courant de plaque est annulé par suite de la forte tension négative de la grille. Ce qu'on pour-

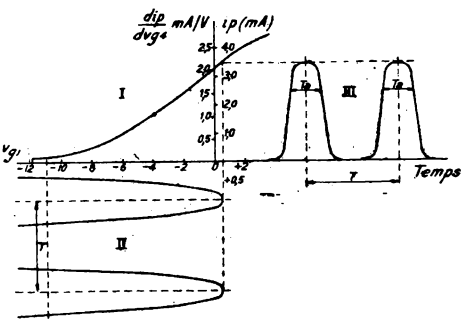


Fig. 250.

rait appeler la résistance interne instantanée est donc infinie par instant. Mais on peut aussi définir une résistance interne moyenne.

Dans les tubes usuels, cette résistance est très élevée : en fait elle est de l'ordre de 1 mégohm. Il en résulte que l'amortissement causé au circuit oscillant de plaque est très faible et qu'il est possible d'utiliser avec avantage des circuits de très haute qualité. La résistance interne R_i augmente encore quand on polarise davantage la grille g_4, dans le but de diminuer le gain de conversion.

324. Action de l'amplitude des oscillations locales sur les constantes. — On peut imaginer qu'il doit exister, pour un tube donné,

une amplitude optimum de la tension des oscillations locales. En effet : pour une amplitude très faible, la pente de conversion tend vers zéro puisqu'il n'y a plus découpage du signal incident.

D'autre part, une amplitude exagérée correspond à une réduction des intervalles T_a (fig. 250) pendant lesquels le tube peut amplifier.

Si ces intervalles se rétrécissent exagérément, il y aura nécessairement une diminution de la pente de conversion.

C'est ce que traduit précisément la courbe supérieure de la figure 251. La pente de conversion croît rapidement avec la tension des oscillations locales. Le maximum est obtenu pour une tension efficace de l'ordre de 7 v. 5. Après quoi, la pente de conversion diminue lentement.

La résistance intérieure (courbe R_i) croit régulièrement avec l'amplitude des oscillations.

L'examen de ces courbes montre bien la nécessité de faire fonctionner le tube avec une amplitude d'oscillation locale suffisante. Il est, en tous cas, préférable que l'amplitude soit plus grande que plus petite, car la courbe est beaucoup plus abrupte du côté des faibles amplitudes (fig. 251).

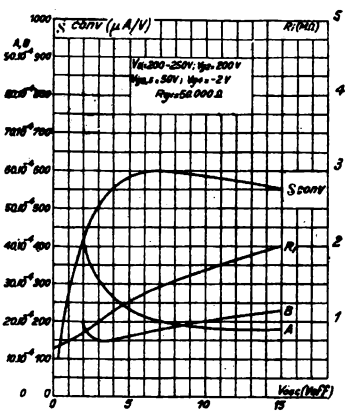


Fig. 251.

L'amplitude de l'oscillation locale est fonction du couplage des circuits grille et plaque, ainsi que de la valeur de la résistance de grille, qui est de 25 000 à 50 000 ohms pour les tubes usuels.

325. Remarque sur le tube changeur de fréquence. — Nous avons pris l'exemple du tube Octode. Mais toutes nos remarques sont également applicables à d'autres tubes. Le fonctionnement des tubes heptodes américains n'est pas différent. Dans certains tubes (hexode) la tension d'oscillation locale n'est pas appliquée à la première grille. Il y a, en quelque sorte, inversion des rôles entre la grille d'oscillation

et la grille de réception. Mais le fonctionnement demeure très sensiblement le même.

Les oscillations locales commandent encore la variation rythmique de la pente du tube. On serait amené à tracer des courbes tout à fait comparables à celles de la figure 250 et on définirait exactement de la même manière *la pente de conversion* et *le gain de conversion*.

DÉFAUTS DES TUBES CHANGEURS DE FRÉQUENCE

326. Effet de couplage électronique. — C'est en première approximation seulement qu'on peut considérer le couplage électronique comme à sens unique. En tenant compte des capacités entre les électrodes (de l'ordre de 0,1 $\mu\mu$F) il semble que le couplage entre les circuits soit négligeable. Cependant, pour des fréquences relativement élevées (vers 1.500 kHz. par exemple) on peut facilement mettre en évidence, entre les bornes du circuit de réception R, une tension à la fréquence des oscillations locales, qui peut pratiquement être de l'ordre de 1 volt. Cet effet peut donc être gênant lorsque la différence de fréquence relative est faible. C'est précisément ce qui arrive dans les gammes d'ondes courtes. La surtension due au circuit de réception peut alors atteindre des valeurs assez considérables.

Cet effet peut encore se manifester de la manière suivante : la tension développée entre les extrémités de R peut être assez grande pour donner lieu à la production d'un courant de grille. S'il n'y a pas de résistance élevée dans le circuit, le circuit récepteur est fortement amorti. S'il y a une résistance élevée en circuit (circuit d'antifading) le courant produit une polarisation négative du tube et diminue encore la sensibilité.

On peut aussi observer que la tension alternative induite dans le circuit R vient diminuer la grandeur des impulsions qui forment la tension de moyenne fréquence. Il y a donc une diminution de la pente de conversion.

L'étude théorique du couplage électronique est délicate. On arrive à cette conclusion que tout se passe comme s'il existait *une capacité négative unilatérale* entre la grille g_1 et la grille g_4.

Il est possible de compenser approximativement cet effet en connectant une *capacité positive*, c'est-à-dire ordinaire, entre les deux grilles g_1 — g_4. C'est ce que réalisent certains constructeurs à l'intérieur même de l'ampoule.

327. Rayonnement et blocage. — Le couplage électronique a, nous l'avons écrit plus haut, l'inconvénient de faire naître une tension entretenue dans le circuit récepteur. Celui-ci est connecté à l'antenne

dans les récepteurs non munis d'étage de haute fréquence avant le changement de fréquence.

Si la différence relative de fréquence est assez faible — sur ondes courtes, par exemple — les tensions transmises à l'antenne peuvent avoir une amplitude assez grande pour produire un rayonnement très appréciable. Le récepteur est ainsi un émetteur de puissance suffisante pour gêner les récepteurs voisins.

Le trouble peut aussi prendre une autre forme. Les impulsions transmises au circuit d'accord peuvent être assez grandes pour contraindre le circuit de réception à osciller. On dit alors que le montage « *bloque* ». Suivant l'amplitude et la fréquence des oscillations ainsi produites, le phénomène peut prendre des aspects très différents. La réception est généralement brouillée par une série de sifflements d'interférences. Quand l'amplitude des oscillations parasites est très grande la réception peut disparaître entièrement.

Le « blocage » peut être aussi produit par des oscillations complexes du circuit des oscillations locales. Quand le couplage d'entretien est trop serré, on peut observer parfois un brusque changement dans la forme des oscillations produites. Les tensions cessent d'être sinusoïdales et prennent une forme extrêmement complexe. Le tube générateur produit simultanément des oscillations de fréquences légèrement différentes qui interfèrent entre elles. Dans certains cas le circuit de fréquence intermédiaire peut aussi être le siège d'oscillations entretenues.

Il est juste d'ajouter que ces phénomènes ne sont pas particuliers aux tubes changeurs de fréquence mais qu'ils peuvent se manifester avec des montages utilisant deux tubes à fonction séparée.

328. Glissement de fréquence. — En polarisant plus ou moins la grille g_c on modifie à volonté *la pente de conversion* et, en conséquence, on fait varier *le gain de conversion* dans le sens que l'on désire. Nous verrons dans le tome III que cette variation est obtenue automatiquement par l'action de dispositifs correcteurs (antifading ou C. A. V.).

Il importe évidemment que cette action sur le tube ne modifie en aucune façon la fréquence des oscillations locales. S'il en était autrement, la variation de sensibilité s'accompagnerait d'un déréglage de l'appareil : il y aurait *glissement de fréquence.*

L'expérience montre que si le phénomène peut être négligé dans la réception des fréquences moyennes, il peut être particulièrement gênant pour la réception des ondes courtes et très courtes. Il se traduit pratiquement de la manière suivante :

Le réglage du récepteur semble anormalement précis. En modifiant progressivement l'accord du circuit d'oscillation locale on a l'impression que la station cherchée surgit brusquement, comme si le récepteur était exagérément sélectif. Lorsqu'une période d'affaiblissement se manifeste (fading) l'audition disparaît brusquement et, parfois, *ne reparaît pas d'elle-même*. S'il y a une station sur une longueur d'onde voisine, on observe parfois que le récepteur se règle sur cette dernière. Il semble alors que le récepteur est déréglé et il est nécessaire de retoucher légèrement à l'accord. Comme les périodes d'évanouissement sont très fréquentes sur les ondes courtes, toute réception agréable devient impossible.

Les observations faites plus haut s'expliquent sans difficultés. Le réglage de l'appareil réalise, en quelque sorte, un état d'équilibre instable. La variation d'intensité due au fading se traduit par une modification de la polarisation et une modification de la fréquence des oscillations locales. Cet effet vient donc, si l'on peut dire, accélérer la disparition de l'audition. Si le déréglage est assez grand le renforcement de la station sera impuissant à faire revenir les conditions initiales. Il faudra dans ce cas retoucher au réglage du condensateur variable d'abord dans un sens, puis dans l'autre.

329. Causes du glissement de fréquence. — Deux causes principales produisent le glissement de fréquence.

a) La variation de la pente s'accompagne nécessairement d'une variation d'intensité anodique. La commande de sensibilité a lieu simultanément sur plusieurs tubes (Modulateur, MF et, éventuellement HF). La variation totale est assez importante pour produire une variation très appréciable de la tension anodique. Celle-ci, à son tour, se traduit par une variation de la fréquence produite.

On peut facilement remédier à cette cause par différents moyens. Le plus simple c'est de faire en sorte que l'intensité anodique totale soit aussi grande que possible par rapport à la variation. On peut aussi stabiliser la tension au moyen de tubes à néon. Le circuit anodique du tube oscillateur peut, pour compléter les dispositions précédentes, être alimenté non par un dispositif potentiométrique, mais par une résistance placée en série. L'expérience montre qu'il se produit une compensation automatique et que le glissement de fréquence devient beaucoup moins important.

b) Une autre cause, c'est que la modification de polarisation entraîne une modification de la densité électronique au voisinage de la première grille et *une modification de la capacité entre cette grille et la*

cathode [1]. La variation de fréquence due à cette cause peut atteindre 20 kilocycles pour des fréquences de l'ordre de 30 mégacycles/s (10 m).

Parmi les moyens utilisables pour réduire ce grave inconvénient, on peut citer :

a) Accord du circuit de plaque au lieu d'accorder le circuit de grille.

b) Alimentation par résistance série (déjà cité plus haut).

c) Utilisation du second harmonique des oscillations locales.

Un autre moyen, évidemment radical, peut consister à ne pas utiliser de réglage de sensibilité sur le tube changeur de fréquence.

330. Effet du parcours électronique. — Dans les chapitres précédents, nous avons admis implicitement que la vitesse communiquée aux électrons était assez grande pour qu'on puisse négliger la durée

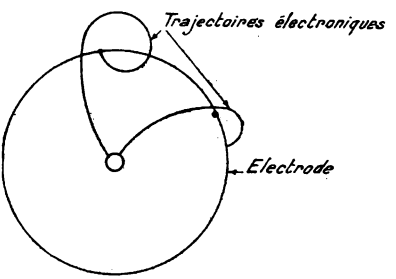


Fig. 252.

du parcours entre cathode et anode par rapport à la période des oscillations.

Mais l'expérience montre que cette simplification n'est plus légitime pour des fréquences de l'ordre de 20 à 30 mégacycles (15 à 10 mètres).

En effet, un électron subit, par exemple, une certaine accélération au voisinage de la cathode et s'en va avec une certaine vitesse vers une électrode positive (anode, anode auxiliaire ou grille écran), mais pendant la durée de son parcours, il y a une modification des potentiels si bien que l'électron peut ne pas atteindre cette électrode ou l'atteindre après une trajectoire très compliquée [2] (voir fig. 252). Il en résulte un certain nombre de phénomènes fort gênants. Tout d'abord, il y a un retard entre la commande des oscillations par la grille et le courant de l'élec-

1. Nous avons montré plus haut que la capacité apparente aux bornes du circuit de grille est $C'_{kg} = C_{gp}(1 + A)$. Le gain A varie avec la polarisation; il en résulte nécessairement une variation de C'_{kg}.

2. C'est un phénomène de ce genre qui est utilisé dans le montage de Barkhausen, Pierret, etc...

trode positive. C'est un véritable *déphasage* qui vient réduire et même éventuellement supprimer toute amplification.

Un autre inconvénient est non moins grave. *Certains électrons peuvent atteindre des grilles négatives* parce que la répartition des potentiels dans la lampe s'est modifiée pendant le trajet des électrons. On observera, dans ces conditions, l'existence d'un courant dans le circuit de la grille de commande, courant dont l'intensité est de l'ordre de plusieurs microampères. Il en résulte un amortissement des circuits et, surtout, *une diminution* de sensibilité s'il existe une résistance de découplage importante dans le circuit. Il en est généralement ainsi : la valeur de la résistance atteint souvent 2 mégohms. Ainsi la tension négative appliquée par cet effet sera de $2.10^6 \times 2.10^{-6}$ ou 4 V, si l'intensité du courant parasite est de 2 microampères.

C'est suffisant pour amener une diminution de sensibilité très importante.

331. Tubes triode-hexode. Triode-penthode. — Dans le but de diminuer les phénomènes gênants que nous venons de signaler, on a

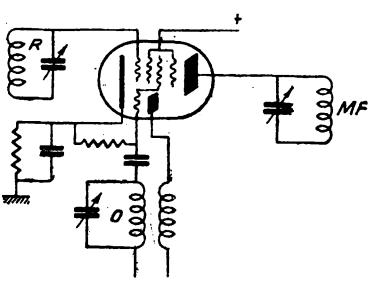


Fig. 253.

réalisé les tubes changeurs de fréquence dits : triode-hexode, triode-penthode, etc... Une cathode commune produit l'émission électronique nécessaire pour un tube triode et un autre tube dont tous les autres éléments sont complètement indépendants. La grille des oscillations locales est intérieurement connectée à la grille de modulation. Un écran ou, plutôt, un double écran sépare électrostatiquement la grille de modulation des autres électrodes. Nous donnons figure 253 un exemple de réalisation (triode-hexode ECH 81).

Cette disposition permet de réduire dans une certaine mesure les phénomènes gênants. L'entretien des oscillations peut être obtenu plus facilement sur les ondes courtes car l'électrode d'entretien peut alors occuper

une certaine surface. Il en résulte une pente plus élevée pour le tube triode auxiliaire.

Le glissement de fréquence est réduit parce que le tube triode utilise un faisceau électronique indépendant du faisceau principal. Toutefois il n'est pas supprimé.

332. Octodes neutrodynées. Octodes à faisceaux électroniques. — Nous avons indiqué plus haut que l'effet de couplage électronique pouvait être considéré comme apporté par une *capacité négative* unilatérale, connectée entre grille g_1 et grille g_4. On peut neutraliser une résistance négative par une résistance positive de même valeur absolue. De même, on neutralisera une capacité négative par une capacité positive de même valeur absolue.

C'est ce qui a été réalisé dans certains tubes changeurs de fréquence (EK 2, EK 3) appelés, pour cette raison, *Octodes neutrodynées*. Le fonctionnement est naturellement amélioré sur ondes courtes. La pente de conversion conserve une valeur plus élevée.

Dans les mêmes tubes, on a pu diminuer l'influence du parcours électronique en réduisant les dimensions du tube. Il est évident que, pour une même vitesse, la durée de parcours électronique sera divisée par deux si les dimensions sont elles-mêmes réduites dans les mêmes proportions[1].

Une autre solution (EK 3), abandonnée, fit appel à une technique tout à fait différente : l'emploi de véritables *faisceaux* ou *rayons électroniques*. On retrouve là des notions déjà exprimées, à propos des tubes à concentration électronique (§§ 178 et suivants) et à distance critique. Le but poursuivi c'est de communiquer aux électrons des vitesses égales. Il ne faut pas oublier que les électrons, expulsés de la cathode, sont projetés d'une manière tout à fait irrégulière. On a pu comparer la cathode en fonctionnement à la surface d'un liquide en ébullition. Des bulles de vapeurs plus ou moins nombreuses, plus ou moins grosses viennent crever à la surface. Il en est de même des électrons qui sont tous semblables mais dont l'émission subit des fluctuations. Ce n'est pas, en réalité, la cathode qui *lance* l'électron vers l'anode, c'est au contraire cette dernière ou les électrodes positives qui communiquent à l'électron une accélération sous l'influence de laquelle il atteint rapidement une très grande vitesse. En réalité, c'est la répartition des potentiels au voisinage de la cathode, puis le long de sa trajectoire qui détermine la vitesse et l'accélération de l'électron. Si tous les électrons occupaient la même place de l'espace, ils seraient tous animés de vitesses égales. Il en résul-

1. Cela n'est qu'approximatif, car les électrons ne sont pas en mouvement uniforme.

terait la disparition de phénomènes gênants (émissions secondaires, effet de parcours, etc...).

Un moyen d'arriver à ce résultat, c'est de grouper les électrons en *faisceaux aussi compacts que possible.* Comme ils seront voisins les uns des autres, il est certain qu'ils subiront simultanément des accélérations et des freinages identiques. Dans un tube ordinaire, les électrons forment un nuage confus autour de la cathode. Nous avons déjà montré que deux électrons se comporteront de manière différente si l'un passe au voisinage d'une grille de freinage alors que l'autre passe au large (§ 177). Le même raisonnement est valable pour une grille accélératrice. Ainsi, l'un des électrons pourra être capté par l'électrode et restera, par suite, inutilisé, alors que l'autre pourra atteindre la plaque.

C'est par la forme des électrodes qu'on peut arriver à concentrer les électrons en faisceaux. Il est d'ailleurs souhaitable que cette concentration soit appliquée tout le long du parcours parce qu'un faisceau électronique tend à s'écarter de lui-même. En effet, deux électrons, constituent deux charges de même signe, se repoussent mutuellement.

333. Circuits d'oscillations locales. — Quel que soit le principe utilisé dans le tube changeur de fréquence, il est indispensable d'obtenir les résultats suivants :

a) La fréquence des oscillations doit être parfaitement constante, en dépit de l'action des réglages de semblable ;

b) L'amplitude des oscillateurs doit demeurer invariable tout le long de la gamme couverte.

Il résulte de cela que l'étude du circuit oscillateur ne doit pas être négligée. Il faut, en particulier, veiller attentivement à la qualité des enroulements (facteur de surtension) et au degré de couplage entre l'enroulement accordé et le circuit de réaction.

334. Bruits de fond des amplificateurs (souffle). Agitation thermique. — En règle générale un étage d'amplification n'est pas parfaitement silencieux. On peut mettre en évidence des variations instantanées du courant anodique qui se traduisent par des bruits indésirables dans le haut-parleur. L'effet sera d'autant plus notable que l'étage considéré sera suivi par un amplificateur à plus grand rapport d'amplification.

Il augmente aussi avec la fréquence de réception. Ces perturbations sont produites par deux causes principales.

1° *Agitation électronique dans les conducteurs.* Il faut se souvenir ici

des notions acquises dans le tome I de cet ouvrage (§§ 2-3-4, pages 6 à 11).

Nous avons considéré une section d'un conducteur et nous avons expliqué, qu'en l'absence de courant électrique, pendant un certain intervalle de temps, cette section etait traversée par autant d'électrons dans un sens que dans l'autre. Les électrons sont si nombreux que le hasard peut jouer d'une manière pratiquement parfaite. Mais il ne s'agit là que du nombre *moyen* d'électrons. Or, une moyenne suppose une *certaine durée.* Un exemple analogue fera sans doute mieux comprendre ces notions.

Soit une tension alternative représentée par une sinusoïde (fig. 254)

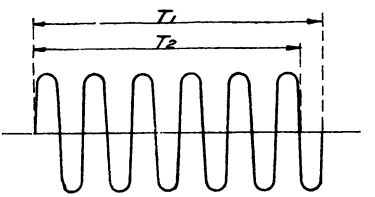


Fig. 251.

existant entre les extrémités d'un conducteur. La tension moyenne pendant le temps T_1, est nulle. Il y a, en effet, autant d'alternances dans un sens que dans l'autre. Supposons maintenant que nous établissions la moyenne pendant la durée T_2. La moyenne ne sera plus rigoureusement nulle puisqu'il y a une alternance de plus dans un sens que dans l'autre. Cette alternance représente l'erreur absolue maximum dans l'établissement de la moyenne. Elle est d'autant plus négligeable que la durée de l'expérience est plus longue. En d'autres termes, la moyenne tend vers zéro quand on l'établit sur une durée suffisante.

Mais si la durée de l'expérience est du même ordre de grandeur que la période nous n'avons plus le droit d'admettre que la moyenne est nulle. L'erreur peut prendre des valeurs considérables. Il faudra donc conclure que la tension moyenne d'un courant alternatif est nulle pendant une durée très grande par rapport à la période.

Il en est exactement de même pour les fluctuations électroniques.

La charge électrique qui traverse une section d'un conducteur ou — ce qui revient au même — la différence de potentiel qui existe entre les deux extrémités d'un conducteur est nulle *à moins que la durée de l'observation soit du même ordre de grandeur que la durée d'un parcours électronique.* Si, en effet, nous réduisons, peu à peu, la durée de l'observation, il arrivera un moment où nous pourrons observer soit un passage d'électron,

soit deux, soit aucun. *Pendant ces temps extrêmement courts, il y a donc existence spontanée d'un courant électrique.*

Or, la période correspondant aux ondes courtes est précisément de l'ordre de grandeur voulu *pour que les fluctuations puissent avoir une action.* Ainsi, un circuit oscillant réglé sur 12 ou 15 mètres sera précisément sensible à ces perturbations. Des oscillations y naîtront spontanément, par intervalle et seront, par conséquent, amplifiées par les tubes du récepteur. Ces amorçages irréguliers se traduiront par un bruit qui est précisément le *bruit de fond* ou *souffle.*

Cet effet pourrait devenir très important sur les ondes courtes si l'impédance des circuits utilisés était très grande. *Ce serait faire erreur que de le négliger même sur les ondes moyennes.* En effet, on a pu déterminer qu'aux bornes d'un circuit de bonne qualité (coefficient de surtension de l'ordre de 200) la tension parasite due à l'agitation électronique *était de l'ordre de* 1 *microvolt.*

335. 2° Effet Schottky. Effet de parcours. — Par nature, l'émission électronique d'une cathode est un phénomène discontinu. Nous avons pu comparer la surface d'une cathode émissive à celle d'un liquide bouillant. Les bulles de vapeur comme les électrons, arrivent irrégulièrement. Il y a donc, là encore, des fluctuations qui prendront une importance d'autant plus grande que la durée d'observation sera plus courte.

3° *Effet de parcours.* — Les trajectoires plus ou moins compliquées suivies par les électrons dans la réception des ondes courtes se traduisent encore par des fluctuations.

336. Cas d'un tube changeur de fréquence. — Dans les tubes amplificateurs normaux, cette cause de perturbation n'acquiert de l'importance que pour les fréquences correspondant aux ondes courtes. Mais il n'en est pas de même dans les récepteurs à changement de fréquence. Il est probable que des battements se produisent entre les oscillations locales et les tensions parasites dues aux fluctuations. Une partie de ces battements correspond aux circuits de fréquence intermédiaire et, après amplification et rectification, se traduit par un bruit continu ou souffle dans le haut-parleur.

L'intensité du bruit de fond dépend largement des conditions de fonctionnement du tube changeur de fréquence. La courbe de la figure 251 indique comment pour un tube donné varie l'intensité du bruit de fond en fonction de la tension des oscillations locales. On a porté en abscisse la valeur du rapport $\frac{F}{S}$, F étant la tension équivalente ou bruit de fond

et S la tension utile. Il est clair qu'il y a intérêt à utiliser le tube avec une amplitude d'oscillation locale au moins égale à la valeur correspondant au maximum de la pente de conversion.

Il y a certainement une relation entre l'intensité du bruit de fond et l'intensité anodique. On observe, en effet, qu'à sensibilité égale, le bruit de fond est d'autant plus réduit que l'intensité anodique est plus faible.

Le bruit de fond dépend aussi naturellement de la largeur de la bande passante. Dans un tube changeur de fréquence, les tensions de bruit de fond *modulent* des tensions de fréquence intermédiaire. Plus la bande sera large et plus le bruit de fond sera important, et cela, d'autant plus que les composantes du bruit de fond sont généralement très aiguës.

Enfin, on constate qu'on diminue le bruit de fond quand on augmente la pente de conversion.

Ces divers facteurs ont permis d'établir empiriquement la formule suivante qui permet la comparaison entre divers tubes changeurs de fréquence.

$$vf = f\frac{\sqrt{I_a \times B}}{100 S_{conv}}$$

vf = tension équivalente au bruit de fond;
I_a = intensité anodique en milliampères;
S_{conv} = pente de conversion en microampères par volt;
B = largeur de bande de l'amplificateur MF en hertz.

f coefficient qui varie avec les types de lampes mais que, sans grande erreur, on peut prendre égale à 1 dans la plupart des cas.

Il va sans dire que la formule précédente ne peut donner que l'ordre de grandeur.

337. Changement de fréquence par un ou deux tubes. — Les deux systèmes ont leurs partisans. En utilisant un tube oscillateur séparé on obtient généralement des résultats plus constants sur les ondes courtes. La pente du tube utilisé permet d'entretenir plus facilement les oscillations locales. Le glissement de fréquence peut facilement être rendu absolument négligeable. Le bruit de fond est en général plus réduit.

Mais il est certain que des progrès considérables ont été faits dans la construction des tubes changeurs de fréquence. Il est plus facile d'obtenir une pente de conversion constante en fonction de la fréquence. Il y a une économie évidente de courant de chauffage et de courant anodique.

De plus, le rayonnement parasite produit par les oscillations locales est généralement beaucoup plus important quand on utilise deux tubes séparés.

On voit qu'en définitive la balance des avantages et des inconvénients ne penche ni d'un côté ni de l'autre. Le choix doit donc être déterminé par des considérations particulières à chaque cas.

338. Influence de la courbure des caractéristiques. — On peut considérer qu'un tube changeur de fréquence est, en réalité, un tube amplificateur dont le fonctionnement est découpé suivant le rythme des oscillations locales.

Le point de fonctionnement se déplace sur des portions de caractéristiques très étendues. Comme il ne s'agit pas de droites, il est à prévoir que les phénomènes déjà signalés à propos de tubes amplificateurs se manifesteront.

C'est bien ce que l'on observe. On peut, comme dans un tube amplificateur, distinguer : *la modulation de ronflement*, la *distorsion et l'augmentation de profondeur de la modulation*, *la transmodulation*.

L'étude de ces différents phénomènes a été faite à propos des tubes amplificateurs de haute fréquence. Il est donc tout à fait inutile de la reprendre ici.

Nous nous bornerons à signaler qu'il convient de tenir compte de ces facteurs dans le choix d'un tube ou dans la mise au point d'un étage changeur de fréquence.

CHAPITRE XVIII

EMISSION ET RÉCEPTION SUR ONDES MODULÉES EN FRÉQUENCE

Utilisation de la modulation en fréquence.

338-1. Généralités. La modulation de fréquence n'est pas une chose nouvelle. Le principe en est connu depuis fort longtemps. Mais la réalisation pratique entraîne des difficultés qui semblaient à peu près insurmontables. La multiplication des stations de radiodiffusion tendait à réduire l'espace alloué à chaque émetteur. Or une station modulée en fréquence occupe nécessairement une plus large bande qu'une station modulée en amplitude. La chose semblait donc sans intérêt.

L'ingénieur américain *Armstrong*, bien connu pour ses nombreux travaux (changement de fréquence, super-réaction, etc...), eut le mérite de reprendre l'étude de cette question en se plaçant à un point de vue nouveau. Il montra qu'on pouvait fort bien utiliser la modulation de fréquence en opérant sur les ondes courtes (de l'ordre de $\lambda = 7$ mètres par exemple). Les avantages qu'on pouvait en tirer étaient assez importants pour justifier un nouvel examen du problème.

Quelques mois avant le commencement des hostilités, une douzaine de stations étaient en construction aux États-Unis. Les progrès réalisés pendant la guerre dans la technique des hautes fréquences ont amené un développement nouveau de cette question.

Après la guerre de 1939-1944 les Allemands développèrent considérablement cette technique nouvelle et obtinrent des résultats extrêmement intéressants, en ce qui concerne la fidélité de reproduction (Réseau U.K.W.).

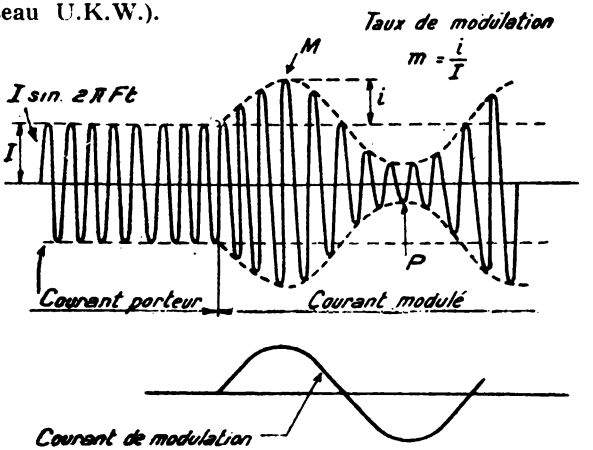


Fig. 255-1

A l'heure actuelle, l'emploi de la modulation de fréquence dans la bande II (entre 80 et 100 mégahertz, λ de l'ordre de 3 m), est sans doute la meilleure solution pour obtenir une radiodiffusion à très haute fidélité, sans parasites, brouillages, ni interférences. — Le seul inconvénient est évidemment la portée relativement faible des émissions, conséquence de l'emploi des ondes métriques.

338-2. Modulation en amplitude, en phase, en fréquence. Moduler un courant, c'est imprimer des variations à un de ses éléments, en accord avec un second courant qui est le courant de modulation.

Considérons, par exemple, un courant alternatif :

$$I \sin (\omega t + \varphi) \quad \text{ou} \quad I \sin (2\pi Ft + \varphi).$$

I est l'intensité maxima ou amplitude ;

F est la fréquence et φ le déphasage, compté à partir d'une origine déterminée.

La modulation peut évidemment agir sur :

I, c'est la classique *modulation en amplitude ;* sur F, c'est la *modulation en fréquence ;* sur φ, c'est la *modulation en phase.*

338-3. Modulation en amplitude (voir n° 91, t. II). — C'est le système universellement utilisé pour le moment.

Moduler en amplitude à la fréquence f au moyen d'un courant d'intensité maximum i, c'est faire varier l'amplitude à cette même fréquence (fig. 255-1). L'étude mathématique montre que tout se passe comme si le courant modulé était le résultat de la combinaison d'un courant porteur de fréquence invariable F et d'amplitude I, avec deux bandes latérales de fréquence $F + f$ et $F - f$ et d'amplitude $\frac{i}{2}$. Il en résulte que la transmission occupe une bande de fréquence égale à $2f$.

Ainsi, pour transmettre toutes les fréquences comprises entre 0 et 5 000 périodes par seconde, il faut disposer d'une bande de fréquence de $2 \times 5\,000$ ou 10 kilohertz.

L'expression du courant modulé est

$$i_m = (I + i \sin 2\pi ft) \sin 2\pi Ft,$$

qui peut se mettre sous la forme

$$\boxed{i_m = I\left(1 + \frac{i}{I} \sin 2\pi ft\right) \sin 2\pi Ft}.$$

On met ainsi en évidence le rapport $\frac{i}{I}$ des amplitudes, qui est nécessairement inférieur à 1, et qui porte le nom de *taux de modulation*. En effet, dans les régions comme P (fig. 255-1) l'amplitude peut tout au plus s'annuler. Une amplitude de modulation supérieure à 1 amènerait la suppression de l'onde porteuse.

338-4. Inconvénients de la modulation d'amplitude. a) *Compression des contrastes* (voir aussi 425 t. III). — C'est la profondeur de modulation qui détermine l'intensité d'audition dans le haut-parleur. Un passage musical « pianissimo » correspond à une faible profondeur ; un passage « fortissimo » correspond à une forte profondeur. Mais on ne peut pratiquement utiliser une profondeur inférieure à 3 ou 4 p. 100, par suite des inévitables fluctuations de l'onde porteuse. Le maximum ne peut pratiquement pas dépasser 90 à 95 p. 100. Il en résulte que le rapport des puissances acoustiques correspondantes est de l'ordre de 30 à 40 décibels. Or, dans l'audition d'un orchestre normal, le rapport des puissances acoustiques peut,

dans certaines œuvres, atteindre 80 décibels. Il faut donc nécessairement atténuer les « fortissimi » et, au contraire, élever le niveau des « pianissimi ». Ainsi se trouve trahie l'expression des nuances musicales. Une solution pratique n'est pas impossible. Elle est cependant d'une application difficile et rien de sérieux n'a été fait dans ce sens.

b) *Mauvais rendement énergétique de l'émetteur.* — Les étages de sortie de l'émetteur doivent pouvoir fournir la puissance « de pointe » M (fig. 1). Mais, en téléphonie, ils ne donnent cette puissance que pendant de courts instants. En fait, les tubes de sortie ne fournissent, en moyenne, qu'environ 25 p. 100 de la puissance pour laquelle ils ont été établis.

Pour éviter une distorsion exagérée, les étages de sortie sont établis en classe B (voir plus haut). Dans ces conditions, le rendement énergétique est notablement plus faible qu'en classe C.

La modulation en amplitude emploie, avec certains procédés, des modulateurs dont la puissance est beaucoup plus grande que celle des tubes qu'ils modulent. Il en résulte un mauvais rendement, et un prix plus élevé de l'installation.

c) *Interférences.* — Les interférences avec d'autres ondes porteuses, ou avec des tensions perturbatrices, ont pour effet des variations d'amplitude qui s'incorporent à la modulation que l'on désire entendre, pour peu que les éléments de réception n'aient point des caractéristiques parfaitement linéaires.

338-5. Modulation en phase. Modulation en fréquence. Bien que, mathématiquement, la modulation en phase soit différente de la modulation en fréquence, bien des auteurs ont souvent confondu les deux choses.

Les deux systèmes se distinguent surtout par les procédés mis en œuvre pour obtenir la modulation. On passe d'ailleurs facilement d'une intensité modulée en phase à une intensité modulée en fréquence.

L'étude mathématique sortirait du cadre de cet ouvrage ; mais on peut affirmer que les caractéristiques générales sont à peu près les mêmes. Nous nous bornerons donc à examiner le cas de la modulation en fréquence, le seul, jusqu'à présent, qui ait donné lieu à des études expérimentales incomplètes.

Dans les deux cas, la modulation par une fréquence unique fait apparaître une *infinité de bandes latérales.*

L'expression d'une intensité modulée en fréquence est

$$\boxed{i_m = I \sin 2\pi Ft (1 + m \sin 2\pi ft)}.$$

m, qui joue ici le rôle du taux de modulation, peut être choisi aussi grand qu'on le désire.

Physiquement m représente le rapport entre la différence des

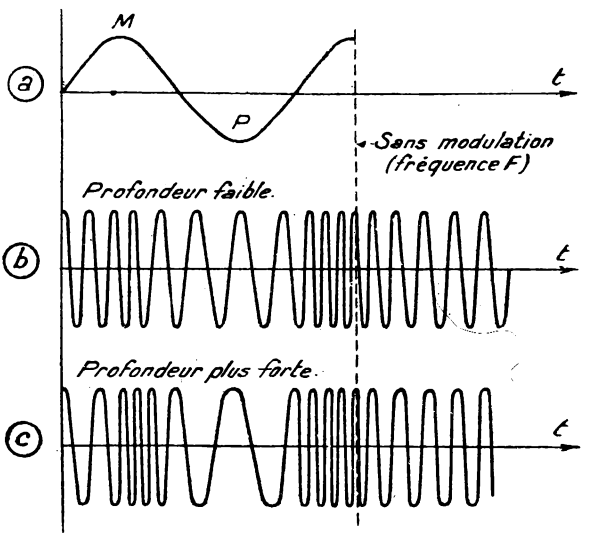


Fig. 255-2

fréquences extrêmes et la fréquence moyenne, qui joue ici le rôle de fréquence porteuse.

$$m = \frac{\text{écart des fréquences extrêmes}}{\text{fréquence moyenne}}.$$

La forme de courant est indiquée sur la fig. 255-2. En *a*, nous avons figuré le courant de modulation (basse fréquence). En *b*, nous donnons le résultat de la modulation — qui est de faire varier la fréquence de part et d'autre de la fréquence porteuse. En *c*, même graphique, mais avec une profondeur de modulation plus grande.

Si F_M est la fréquence atteinte au point M et F_m, la fréquence

atteinte au point P, le taux de modulation, qu'on pourrait plus justement appeler ici facteur ou indice de modulation, est :

$$\therefore \quad \boxed{m = \frac{F_M - F_m}{F}},$$

qu'on peut ici choisir aussi grand que l'on veut.

Dans le cas *c*, l'indice de modulation est plus élevé. Ainsi, en résumé, la *fréquence* de la variation de fréquence de l'onde porteuse correspond à la *fréquence* du son produit et la *grandeur de cette variation* correspond à l'*intensité* du son reproduit.

La déviation de fréquence, par rapport à la fréquence moyenne, est souvent appelé le « swing » de l'émission (mot anglais évoquant l'idée de balancement). Les termes « déviation de fréquence » ou « écart de fréquence » nous paraissent notablement préférables ; le mot « swing » s'appliquant à désigner des « balancements » qui n'appartiennent pas précisément au domaine de la technique radioélectrique.

L'étude mathématique permet de montrer que la modulation d'un courant de fréquence F à la fréquence *f* a pour conséquence l'apparition d'une infinité de bandes latérales.

$$\begin{cases} F + mf, \\ F - mf, \\ F + 2\,mf, \\ F - 2\,mf, \text{ etc...} \end{cases}$$

On voit ainsi que, même en limitant l'écart de fréquence à une valeur très faible, la largeur de bande est considérablement plus étendue que dans la modulation en amplitude. C'est pour cette raison que la modulation en fréquence avait été jugée sans intérêt pratique.

Les conclusions expérimentales sont en parfait accord avec ces prévisions théoriques : pour une même étendue de modulation, la largeur de bande est de quatre à cinq fois plus grande.

Ainsi, pour obtenir la qualité acoustique que donne actuellement la modulation en amplitude, le « canal » alloué à chaque station d'émission devrait être d'environ 30 à 40 kilohertz.

Un jugement ne tenant compte que de cet unique aspect de la question est sans valeur pratique. C'est ce que les essais d'Armstrong ont démontré d'une manière indiscutable.

Laissons de côté ce point particulier pour l'instant : nous en reprendrons l'examen un peu plus loin.

338-6. Avantages de la modulation de fréquence. Les premiers de ces avantages sont les contre-parties des inconvénients de la modulation en amplitude.

a) La possibilité de faire *m* aussi grand qu'on le désire permet une reproduction avec les mêmes rapports d'intensité que dans l'audition directe. Il n'est plus nécessaire de comprimer les contrastes.

b) L'émetteur travaille à charge constante. Il fournit toujours la même puissance. Le rendement énergétique est beaucoup plus élevé.

On peut utiliser des étages amplificateurs montés en classe C, ce qui concourt encore à améliorer le rendement et à diminuer le prix de revient de l'émetteur.

Mais, à cela, il faut encore ajouter d'autres avantages d'un très grand intérêt.

338-7. Diminution des bruits de fond. Les tensions d'alimentation des lampes sont fournies par des redresseurs et des filtres, aussi bien à l'émission qu'à la réception. Les fluctuations, qui sont inévitables, se traduisent par une modulation en amplitude parasite. Or le récepteur est précisément étudié pour utiliser la modulation en amplitude. Les bruits de fond apparaissent donc inévitablement à l'entrée de l'amplificateur de basse fréquence.

Dans un émetteur, comme dans un récepteur à modulation en fréquence, les variations de tension se traduisent par une modulation en amplitude parasite. Or le récepteur est précisément étudié pour utiliser la modulation en amplitude. Les bruits de fond apparaissent donc inévitablement à l'entrée de l'amplificateur de basse fréquence.

Dans un émetteur, comme dans un récepteur à modulation en fréquence, les variations de tension se traduisent aussi surtout par une variation d'amplitude. Or le récepteur est conçu et réalisé pour recevoir à l'entrée *une tension constante*. Il est relativement facile de le rendre complètement insensible aux variations d'amplitude. Il suffit, pour obtenir ce résultat, de le munir d'un système limiteur d'amplitude, on dit aussi parfois un « écrêteur » (encore un néologisme bien inutile). Nous ne recommandons guère l'emploi de ce terme aux lecteurs soucieux de s'exprimer correctement. Il est à noter, d'ailleurs, qu'il ne s'agit pas seulement d'enlever « la crête », on doit aller beaucoup plus

loin fig. 255-3. Les bruits de fond peuvent aussi apporter une légère modulation de fréquence, mais celle-ci est à peu près négligeable, parce

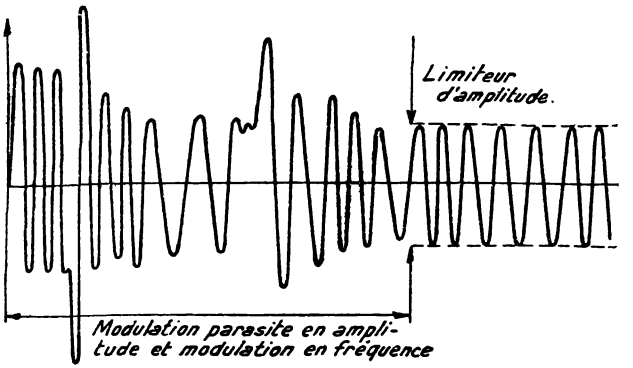


Fig. 255-3

qu'elle est uniformément répartie sur toute la bande des fréquences acoustiques.

338 - 8 Diminution des perturbations dues aux parasites. — Les parasites industriels ou atmosphériques agissent sur les circuits d'entrée du récepteur comme un choc violent de grande amplitude. Le

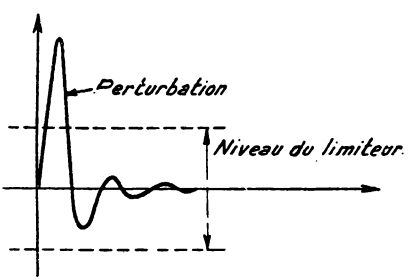


Fig. 255-4

circuit d'entrée, attaqué par choc, oscille donc sur sa fréquence propre. L'oscillation est fortement amortie. Il y a une très grande variation d'amplitude fig. 255-4 suivie de quelques variations plus faibles. Les grandes oscillations sont naturellement éliminées par le limiteur, ce qui réduit considérablement la perturbation. Il va sans dire que l'onde

parasite produite demeure encore. Mais l'énergie mise en jeu est considérablement plus faible. De plus, par suite des réactions avec l'onde porteuse, cette énergie se trouve répartie uniformément dans le spectre acoustique. Son action est d'autant plus faible que la déviation de fréquence est plus grande. Une partie des composantes modulées parasites se trouve d'ailleurs reportée hors du spectre acoustique.

338-9. Inconvénient principal : bande de fréquences nécessaire. L'inconvénient principal est évidemment la largeur de la bande de fréquences nécessaire pour assurer la transmission. Le nombre des bandes latérales est infiniment grand ; toutefois, leur importance diminue rapidement à mesure qu'on s'écarte davantage de la fréquence moyenne. La largeur varie aussi avec l'intensité de la modulation. On admet généralement que, pour transmettre une fréquence, il faut disposer d'une largeur huit à dix fois plus grande. Ainsi, pour assurer la transmission de la gamme utilisée actuellement avec la modulation en amplitude, il faudrait une largeur d'au moins 50 kilocycles par station. C'est donc absolument impraticable dans les bandes ordinairement allouées à la radiodiffusion.

Armstrong a résolu la question en effectuant ses essais dans une gamme d'ondes très courtes. La station expérimentale W 2 XMN fonctionne sur 42,8 mégacycles ($\lambda = 7$ mètres environ).

On notera que, dans ces conditions, la variation de fréquence, même pour une transmission de très haute fidélité, assurant la transmission des fréquences acoustiques jusqu'à 16 000 cycles, la déviation de fréquence est inférieure à 1 p. 100 de la fréquence moyenne. Ce faible écart relatif permet de comprendre pourquoi il n'est pas indispensable de prévoir des dispositifs d'amortissement dans les circuits émetteurs et récepteurs.

Il va sans dire qu'il faudra tenir compte éventuellement des caractéristiques de propagation de ces ondes très courtes.

338-10. Principe de l'émission. On peut obtenir directement une modulation en fréquence par le procédé dont nous indiquons le principe fig. 255-5 On utilise un condensateur microphonique qui fait varier la capacité aux bornes d'un circuit oscillant dans lequel des oscillations sont entretenues par une lampe. Mais il s'agit évidemment d'un montage théorique. Les conditions fixées par Armstrong pour l'émetteur

dans son mémoire original étaient les suivantes (*Proceedings of I. R. E*).

1. Les variations de fréquence doivent être symétriques par rapport à la fréquence porteuse, qui doit être parfaitement stable.

2. La déviation de fréquence du courant modulé doit être indépendante de la fréquence de modulation et doit être proportionnelle à l'intensité du courant de modulation.

Le procédé utilisé par l'ingénieur américain est fort compliqué. Nous pensons toutefois devoir en exposer les grandes lignes. Le principe de base est le suivant :

Dans un circuit, on combine une onde porteuse à fréquence et am-

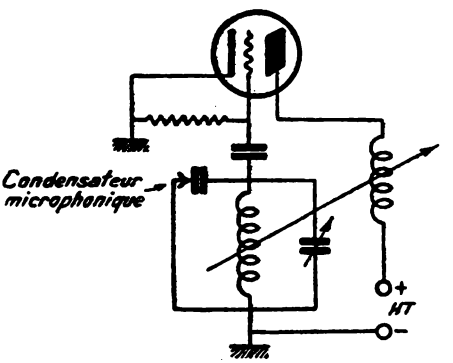


Fig. 255-5

plitude constante OP(fig.255-6 *a*)avec une composante de même fréquence, mais décalée de 90°, et dont l'amplitude est commandée par la modulation. Le courant résultant présente une rotation de phase φ, dans un sens ou dans l'autre, suivant le sens de PM. Si l'angle φ demeure petit, on peut admettre qu'il est proportionnel à PM.

Ainsi, on obtient une rotation de phase beaucoup trop petite pour être directement utilisable. Mais on convertit le courant ainsi modulé en phase en un courant modulé en fréquence au moyen d'un grand nombre de multiplications de fréquence successives.

Le résultat que nous venons d'exposer était obtenu au moyen d'un montage dont nous donnons le principe figure 255-6 *b*,

Les tensions fournies par un maître oscillateur alimentent, d'une part, un tube amplificateur et, d'autre part, un *modulateur équilibré.*

On désigne ainsi un dispositif destiné à fournir les bandes latérales d'une modulation en amplitude *après avoir éliminé l'onde porteuse.* Les grilles de commande principales sont alimentées *en parallèle* par la tension de l'oscillateur pilote. Les grilles de commande auxiliaires reçoivent les tensions de modulation en *opposition* de *phase,* par l'intermédiaire d'un transformateur de modulation avec secondaire à prise médiane. Dans les circuits de plaque, les composantes de l'onde porteuse, étant en phase, sont éliminées dans le transforma-

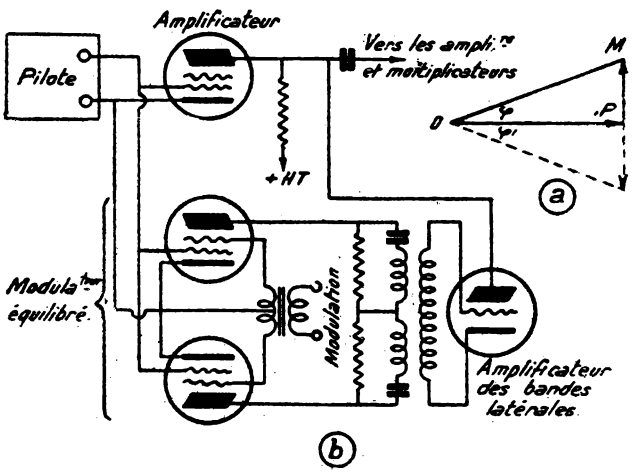


Fig. 255-6

teur, alors que les composantes des bandes latérales, en opposition de phase, sont conservées. Les condensateurs dans les circuits d'anode ont pour but d'annuler la réactance du primaire. La rotation de phase de 90° ou 270° est obtenue en couplant ces circuits de plaques au moyen d'un enroulement dont la fréquence propre est grande par rapport à celle du pilote.

Ce système introduit un certain taux de modulation en amplitude, surtout si la rotation de phase résultante est importante. Mais on élimine ce défaut au moyen d'un limiteur.

A la suite sont placés les nombreux étages multiplicateurs et amplificateurs. Dans son mémoire, Armstrong envisageait une multiplication totale pouvant atteindre 500. Cette opération est rendue nécessaire par le fait que le système de modulation ne fournit qu'une rotation

de phase très faible. Le croquis fig. 255-7 donnera une idée de la complication de l'émetteur installé par Armstrong, à Alpine (N. Y.).

Sans doute est-il possible d'utiliser des systèmes différents du précédent. On pourrait sans doute appliquer à l'émission le principe du *glissement de fréquence* utilisé dans les modulateurs de fréquence utilisés en oscillographie cathodique. On sait qu'un tube électronique présentant une capacité interne importante peut être considéré comme

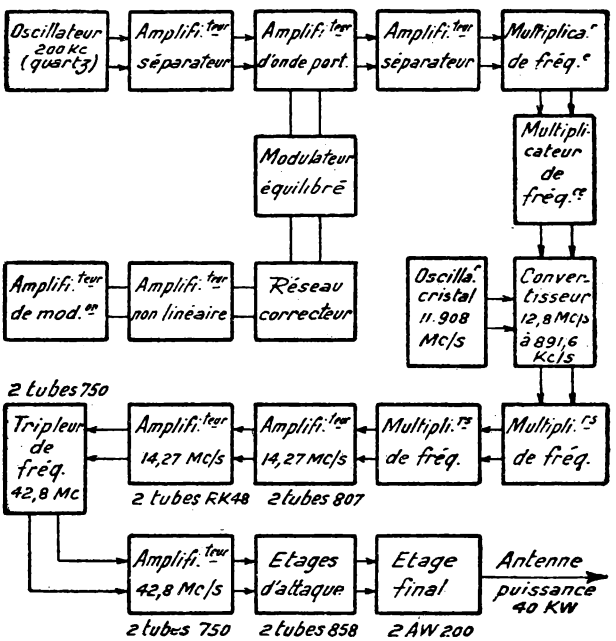


Fig. 255-7

une inductance de valeur $L = cR/s$ (voir t. III , n° 157) . En agissant sur s, on modifie L. La lampe est montée en parallèle sur le circuit oscillant d'un tube auto-entretenu.

La grille de commande principale est attaquée par le courant de modulation. La pente s varie donc au rythme de la modulation et, en conséquence, l'inductance variable constituée par la lampe. Il en résulte donc des variations de fréquences correspondantes.

338-11. Cas des ondes centimétriques. Liaisons par câble hertzien. L'emploi de la modulation de fréquence est particulièrement indiqué quand il s'agit d'ondes décimétriques ou centimétriques. Cette facilité s'explique par le fait que si la déviation absolue de fréquence demeure la même, la déviation relative devient très faible.

Les ondes centimétriques peuvent facilement être concentrées en faisceaux très étroits à l'aide de miroirs paraboliques. On peut ainsi concevoir des liaisons par câbles hertziens comportant :

a) émetteur d'ondes centimétriques de faible puissance (de l'ordre de 1 watt, par exemple) modulé en fréquence,

b) radiateur d'onde comportant un dipole émetteur placé au foyer d'un réflecteur parabolique orienté dans la direction précise de la parabole réceptrice,

c) collecteur d'onde constitué par un dipole placé au foyer de la parabole réceptrice,

d) récepteur comportant un changeur de fréquence diode (cristal) à l'entrée.

De tels ensembles sont couramment utilisés pour les liaisons de télévision en direct, entre le centre de prise de vue et l'émetteur. L'image et le son sont transmis en modulation de fréquence.

La portée dépend essentiellement des conditions géographiques puisqu'il faut réaliser la visibilité entre les deux paraboles.

Elle est couramment de l'ordre de plusieurs dizaines de kilomètres.

Si une portée plus grande est nécessaire, on peut sur le même principe, imaginer des « relais hertziens ». Chacun d'eux comporte un récepteur et un amplificateur.

Principe de la réception.

338-12. Circuit discriminateur. Le récepteur doit être conçu pour être aussi insensible que possible aux variations d'amplitudes, mais il doit traduire les variations de fréquence, sous forme de variations d'intensité moyenne. Le système habituel de détection ne convient pas. Il faut le remplacer par un *discriminateur* étudié pour répondre instantanément aux variations de fréquence.

C'est surtout par ce discriminateur que le récepteur se distinguera des appareils classiques destinés à être utilisés avec la modulation en amplitude.

On peut faire appel à différents systèmes. Un des plus simples est un circuit accordé dont la fréquence de résonance ne coïncide pas avec

la fréquence moyenne (fig. 255-8). L'augmentation de fréquence se traduit par une augmentation d'intensité, toute diminution de fréquence correspond à une réduction d'intensité. C'est ce qu'il faut obtenir. Mais un procédé aussi simple est loin d'être parfait. Des variations égales de fréquence de part et d'autre ne se traduisent pas par d'égales variations d'intensité. Il en résulte une distorsion dont la correction est difficile.

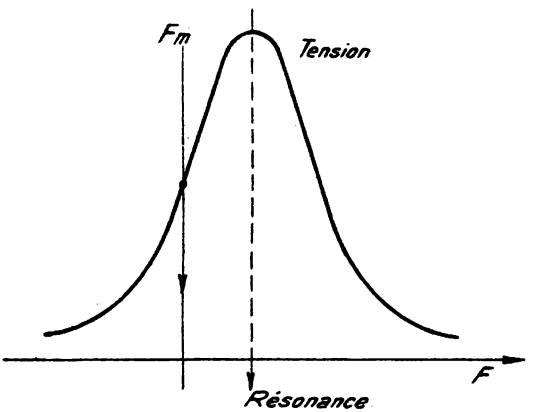


Fig. 255-8

Il faut remarquer que la déviation de fréquence est relativement considérable : elle est de 60 kilohertz environ dans l'émetteur d'Armstrong, ce qui correspond à 120 kilohertz entre les fréquences extrêmes. Un simple circuit accordé ne pourrait assurer une discrimination linéaire qu'avec des écarts de quelques kilohertz tout au plus.

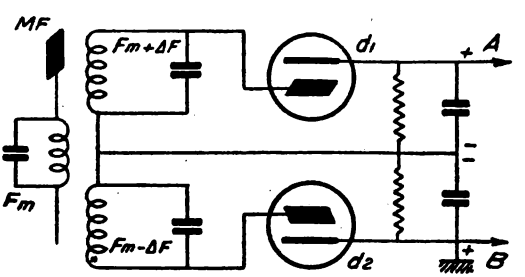


Fig. 255-9

Le principe utilisé par Armstrong dans son premier récepteur peut être schématisé comme nous l'indiquons figure 255-9.

Le circuit anodique de dernier tube MF comporte un circuit qui est accordé sur la fréquence moyenne. Il est couplé symétriquement

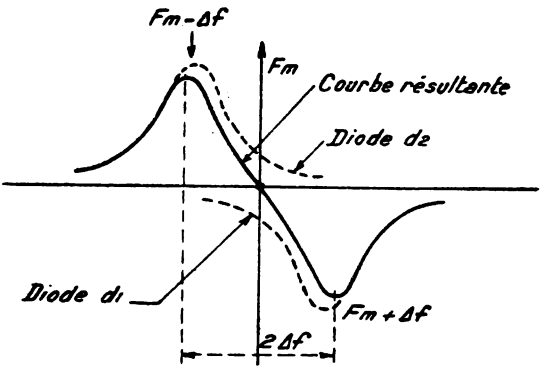


Fig. 255-10

avec deux circuits accordés respectivement sur F + ΔF et F — ΔF, la quantité ΔF représentant précisément la déviation de fréquence maximum. Les deux circuits attaquent deux diodes montés en opposition.

Il est évident que, pour la fréquence moyenne, le courant fourni par chaque diode est de même intensité. La tension entre A et B est donc nulle. Si la fréquence augmente, le courant traversant le diode *d* 1 augmente, alors que le courant du diode *d* 2 diminue. Il en résulte donc l'apparition d'une tension d'un certain sens entre A et B. Il

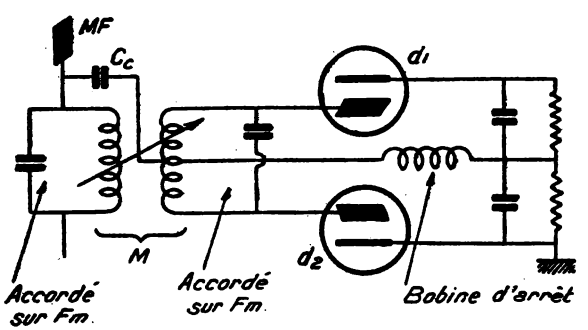


Fig. 255-11

est évident qu'une diminution de fréquence provoquera l'apparition d'une tension dans l'autre sens. C'est précisément ce qu'il fallait obtenir. Cet effet apparaît nettement sur le graphique figure 255-10.

Ce système de discriminateur est à peu près abandonné aujourd'hui en faveur d'un système plus simple et plus sensible dont nous donnons le schéma fig. 255-11. Le principe, plus difficile à comprendre que celui du précédent montage, a été indiqué par Seeley et Foster.

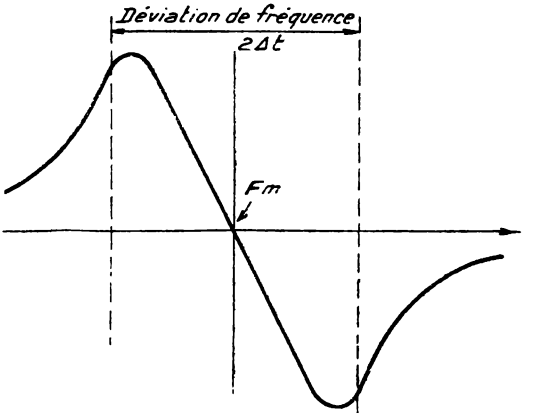


Fig. 255-12

On utilise un transformateur à primaire et secondaire rigoureusement accordés sur la fréquence moyenne. Dans ces conditions, tension et intensité sont en phase dans chacun des circuits, mais décalées de

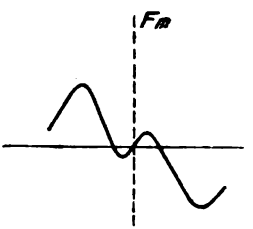


fig. 255-13 *a*.

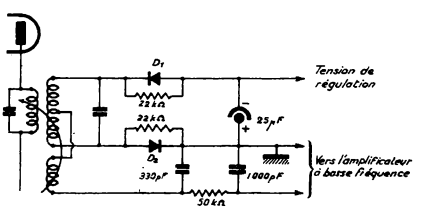


Fig. 255-13 *b*

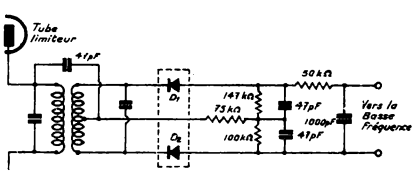


Fig. 255-13 *c*

90° d'un circuit par rapport à l'autre. Si la fréquence est différente de la résonance, il y a un déphasage dans un sens ou dans l'autre.

Le secondaire est prévu avec une prise médiane. En ajoutant la tension primaire à l'aide d'un condensateur de couplage C_c, on

constate que la somme vectorielle des tensions devient maximum un peu avant ou un peu après la résonance, suivant le sens du coefficient d'induction mutuelle M. La variation de tension en fonction de la fréquence a l'allure de la courbe fig.255-12.La largeur de la déviation de fréquence dépend du couplage M et du coefficient de surtension des circuits. Ce dernier dépend évidemment de la qualité des bobinages ainsi que de l'amortissement imposé aux circuits par les lampes.

En augmentant le couplage, on augmente la largeur de bande, mais on diminue la pente de la partie descendante, ce qui réduit la sensibilité. Enfin, pour un couplage exagéré, cette zone d'utilisation n'est plus linéaire et peut même présenter l'anomalie indiquée fig. 255-13 *a*. se traduisant par une distorsion considérable.

La mise au point du circuit discriminateur doit donc être faite avec le plus grand soin. Les deux demi-secondaires doivent être rigoureusement symétriques par rapport au primaire.

Discriminateur et détecteur de rapport.

Nous donnons fig. 255-13 *b* un schéma pratique d'un discriminateur à déphasage avec indications des valeurs. On notera que les deux circuits primaire et secondaire sont accordés sur la même fréquence qui est naturellement celle de l'amplificateur de fréquence intermédiaire (valeur normalisée 10,7 MHz). Il faut naturellement que la bande passante soit assez large (environ 200 kHz).

Les deux diodes D1 et D2 peuvent être un tube double diode (type 6 AL 5 ou EB 91) ou deux diodes à germanium.

Sur la fig. 255-13 *c* nous avons représenté un autre type de discriminateur dit « Détecteur de rapport » dont le fonctionnement est peu différent du précédent. On notera que les deux redresseurs sont montés *en série*.

L'efficacité de ce système est inférieure à celle du détecteur classique. En revanche, il a l'avantage de produire une tension continue qui est utilisée à la régulation et il est, dans une certaine mesure, auto-limiteur. On peut alors tirer un gain plus important du tube précédent qui n'est plus un limiteur, ce qui compense la perte d'efficacité.

338-13. Le limiteur. Un autre élément important du récepteur est le limiteur, précédant le démodulateur, et qui est chargé de transmettre à ce dernier une tension constante, débarrassée de toute variation d'amplitude. Ce limiteur joue naturellement un rôle très important

dans la protection contre les perturbations et il complète l'action du régulateur automatique de sensibilité.

L'effet de limitation peut être obtenu de différentes manières. On peut, par exemple, utiliser les propriétés du tube diode polarisé. Tant que la tension transmise ne dépasse pas la polarisation, le diode ne laisse passer aucun courant : sa résistance interne est pratiquement infinie. Dès que l'amplitude dépasse la polarisation, le diode devient conducteur et, si sa résistance interne est faible, annule pratiquement toute variation d'amplitude.

Un premier « coupe » ainsi les alternances négatives et un second fait la même opération pour les alternances négatives.

Ce procédé est relativement compliqué : il faut, en effet, obtenir

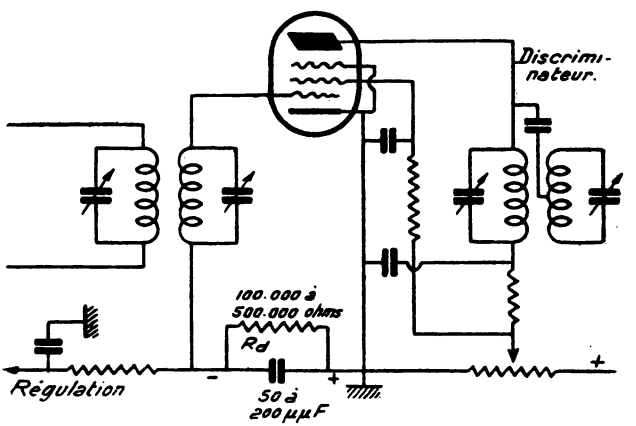


Fig. 255-14

les deux tensions de polarisation nécessaires. On préfère aujourd'hui utiliser les propriétés d'un tube monté en « détection par la grille » (voir t. III,) . Beaucoup d'erreurs graves ont été dites à propos du fonctionnement de ce dispositif. C'est un élément essentiel des récepteurs utilisant la modulation en fréquence, aussi est-il nécessaire d'en bien comprendre le fonctionnement, qui est beaucoup plus compliqué que ne le supposent certains vulgarisateurs.

Considérons la fig.255-14. C'est un tube amplificateur *sans tension de polarisation* au repos et qui comporte, dans son circuit de grille, une résistance élevée, shuntée par un condensateur de faible valeur.

Qu'advient-il si une tension est transmise à la grille ? La détection s'opère comme dans l'ancien montage détecteur dit par condensateur

shunté . La grille et la cathode constituent les deux éléments d'une *détection diode* . La grille du tube reçoit donc éventuellement les tensions téléphoniques résultant de la détection d'amplitude et la tension continue qui la polarise. *Il en résulte un déplacement du point de fonctionnement vers la courbure inférieure de la caractéristique.* En même temps, la grille de la lampe reçoit des tensions de haute fréquence qui sont amplifiées.

A mesure que la tension HF augmente, la polarisation augmente, ce qui tend à diminuer le gain. C'est donc un premier effet de limitation qui serait d'ailleurs bien insuffisant.

Mais un autre fait se produit. Le point de fonctionnement moyen tend à se placer vers le coude inférieur. Il en résulte alors que la lampe fonctionne aussi comme un détecteur *par la courbure de plaque*

Toute augmentation d'amplitude se traduit :

a) Par une diminution d'intensité moyenne s'il s'agit de détection par grille ;

b) Par une augmentation d'intensité moyenne s'il s'agit de détection par la plaque.

A mesure que la tension d'entrée s'accroît, la détection par la grille devient moins efficace (*excès de polarisation*), alors que la détection par la plaque le devient davantage. Il y a donc exacte compensation pour une certaine valeur de la tension d'entrée. En fait, l'expérience montre qu'il y a toute une zone où la limitation est pratiquement suffisante. Néanmoins, pour des tensions trop élevées, la détection par la plaque subsisterait seule, et il n'y aurait plus de limitation. En conséquence, l'emploi d'un régulateur automatique de sensibilité est nécessaire.

338-14. Régulation automatique. La tension continue entre les extrémités de R*d* est utilisée pour la régulation. Toutefois, il faut se garder d'utiliser une régulation trop efficace.

Si le limiteur est réglé pour fournir une tension de 5 volts, il faut que la régulation n'agisse qu'à partir du moment où la grille du limiteur reçoit effectivement 5 volts, sinon l'action antiparasite se trouverait supprimée.

L'emploi d'un délai d'action semble donc tout indiqué.

338-15. Principe général du récepteur. – Pour l'établissement du schéma de l'appareil, il faut tenir compte des points suivants :

a) La fréquence de réception est extrêmement élevée ;

b) L'appareil doit fournir une tension constante dans une bande de fréquence très large : les émetteurs-R.T.F. sont établis avec une déviation de fréquence qui atteint 75 kilohertz, c'est-à-dire, au total, 150 kilohertz.

c) Le spectre acoustique transmis est d'une largeur inusitée de 30 à 15 000 ou même 20 000 hertz.

a) La première remarque nous conduit à l'emploi d'un appareil à

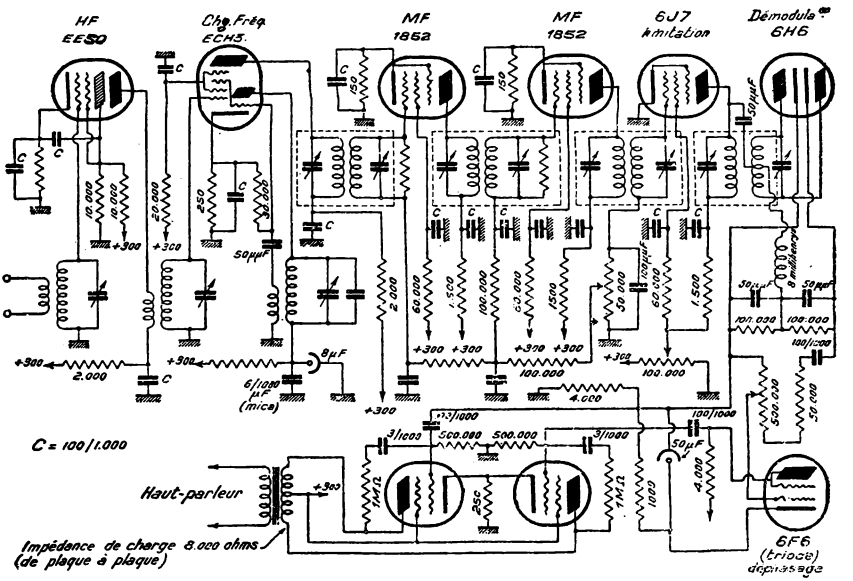


Fig. 255-15 Schéma complet (sauf l'alimentation qui est classique) d'un récepteur pour ondes courtes modulées en fréquence.

changement de fréquence. Il faut évidemment prévoir une réserve de sensibilité suffisante pour que l'action du limiteur puisse se manifester d'une manière parfaitement efficace.

b) Cette remarque interdit l'emploi d'un dispositif réactif. L'effet de désamortissement aurait pour conséquence une sélectivité exagérée, c'est-à-dire la production d'une distorsion d'amplitude considérable.

Le problème du récepteur se pose un peu comme celui d'un récepteur de télévision. Les mêmes solutions sont donc applicables.

CHAPITRE XIX

Tubes à rayons cathodiques.

339. Décharge dans les gaz raréfiés. — Soit figure 256, une ampoule de verre contenant une électrode plane C qui est la cathode et une anode de forme quelconque, un simple fil, par exemple. Si nous appliquons une tension très élevée — de l'ordre de 100 000 volts, par exemple — entre les deux électrodes, nous n'observerons aucun phénomène à la pression normale, à condition, naturellement, que leur écartement soit

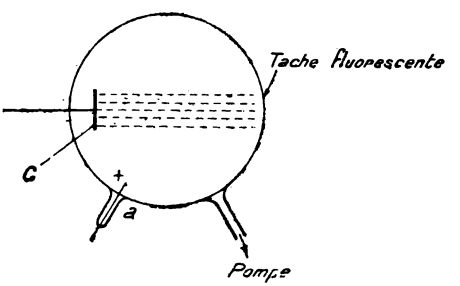


Fig. 256.

supérieur à la distance explosive. Mais si nous faisons progressivement le vide, nous observerons toute une série de phénomènes lumineux dont le caractère change avec la nature du gaz et la pression. Pour une pression déjà très basse, de l'ordre de 1/100 de millimètre de mercure, l'expérience prend un aspect particulier. La luminescence intérieure a disparu et l'on remarque sur la face de l'ampoule opposée à la cathode une tache lumineuse d'une belle fluorescence verte (avec une ampoule en verre ordinaire). En même temps, le verre s'échauffe et peut même entrer en fusion, si la tension appliquée est suffisante.

On en conclut que le verre est atteint, à cet endroit, soit par un rayonnement, soit par un bombardement de corpuscules. Il est facile d'observer que ces *rayons cathodiques* sont déviés par un *champ magnétique*, aussi bien que par un *champ électrique*. En particulier, il suffit de promener

un aimant autour du tube pour provoquer le déplacement de la tache lumineuse.

Si l'on remplace la paroi de verre par une très mince feuille d'aluminium, on observe que le rayonnement traverse la feuille de métal mais est arrêté, dans l'air, après un parcours de quelques millimètres. En l'absence de champ, le rayonnement se propage en ligne droite. Il est facile de vérifier qu'il en est ainsi en plaçant un objet dans l'ampoule, sur le trajet du rayonnement invisible. On observe l'ombre portée sur la surface fluorescente du verre.

Si la paroi de verre est remplacée par une surface luminescente (sulfure de zinc, par exemple) le phénomène lumineux prend une intensité incomparablement plus élevée, suffisante pour être observée en plein jour.

340. Nature des rayons cathodiques. — Les rayons cathodiques ne sont pas, en réalité, un rayonnement, tout au moins dans le sens que nous avons donné à ce terme. Ils sont constitués par des projectiles rapides qui sont, précisément, *des électrons*. Ceux-ci sont arrachés à la cathode. Nous avons déjà eu l'occasion de signaler que, dans un gaz, il existe toujours quelques molécules ayant perdu des électrons : ce sont donc des ions positivement électrisés. Sous l'influence du champ et dans une atmosphère assez raréfiée, ces ions se précipitent sur la cathode. Si la vitesse des ions, qui dépend de la tension, est suffisante, le choc ainsi produit provoque l'arrachement d'un ou de plusieurs électrons du métal; ceux-ci, violemment repoussés par la cathode, s'éloignent avec une vitesse considérable. Sur leur trajet, ils rencontrent des molécules et leur arrachent des électrons. Les nouveaux ions ainsi produits se précipitent à leur tour vers la cathode et le mécanisme s'entretient de lui-même.

Cette explication s'accorde avec les faits suivants :

a) L'émission cathodique cesse lorsque la pression dans le tube est trop basse. A ce moment il n'y a plus d'ions dans l'ampoule et le phénomène ne peut plus se produire.

b) L'émission cathodique cesse lorsque la pression est trop élevée, la vitesse communiquée aux ions ne peut pas atteindre une grandeur suffisante, à cause des chocs moléculaires trop nombreux.

c) On peut mettre en évidence le bombardement cathodique en perçant des trous dans la cathode. On voit alors se produire, en arrière, une faible luminescence due *aux rayons positifs* que *Goldstein* désignait sous le nom de *rayons canaux* [1].

1. Voir en appendice.

On peut s'étonner d'observer que les électrons expulsés de la cathode partent perpendiculairement à sa surface et atteignent toujours la face opposée de l'ampoule, *quelle que soit la position de l'anode.*

On peut montrer que la présence d'ions dans l'ampoule amène ce résultat que l'atmosphère intérieure — si l'on peut employer ce terme — est partout positivement électrisée, sauf au voisinage *immédiat* de la cathode. Dans ces conditions, toutes les lignes de force sont normales à la surface cathodique. Pour montrer qu'il en est bien ainsi on peut disposer des *électrodes-témoins* dans l'intérieur de l'ampoule. Dès le début du fonctionnement, elles sont toutes portées à la tension anodique. Toute la chute de tension s'opère, en réalité, au voisinage immédiat de la cathode et les lignes de force sont toutes perpendiculaires à la surface de cette dernière (fig. 257).

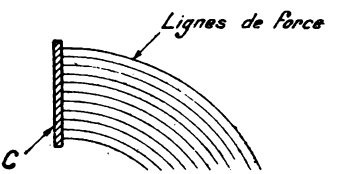


Fig. 257.

341. Formation d'électrons secondaires. — Il est facile de vérifier qu'un faible courant traverse l'ampoule. Comment le circuit peut-il se fermer puisque les électrons cathodiques ne sont pas projetés vers l'anode, mais vers la tache fluorescente ?

Les électrons qui cheminent vers l'anode peuvent avoir deux origines :

a) Le choc des électrons sur la paroi de l'ampoule détermine des émissions secondaires d'électrons. Ceux-ci vont rejoindre l'anode.

b) L'ionisation de l'atmosphère interne produit des électrons qui cheminent vers l'anode.

Il importe de remarquer que l'origine *a*) permet d'expliquer le fonctionnement des tubes à rayons cathodiques modernes.

342. Tubes à cathodes incandescentes. — Mais on dispose actuellement de moyens beaucoup plus simples pour produire des électrons. Une cathode incandescente, recouverte d'oxyde de baryum constitue une source d'une utilisation très commode. Le phénomène peut alors se produire dans le vide le plus élevé qu'on sache réaliser.

Un tube à rayons cathodiques à cathode incandescente sera, en principe, constitué par une source d'électrons dont la partie utile est d'une

surface aussi réduite que possible. L'anode est une électrode percée d'un trou, placée à une faible distance de la cathode (fig. 258). La tension est appliquée entre anode et cathode. Elle est beaucoup plus faible que dans un tube à ionisation. En pratique, elle peut varier entre quelques

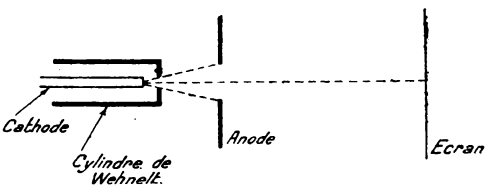


Fig. 258.

centaines et quelques milliers de volts. Dans les tubes à ionisation elle était de plusieurs dizaines de milliers de volts.

Dans le tube moderne les rayons ne sont plus émis normalement à la surface cathodique. En effet, le champ électrique est régulièrement réparti entre cathode et anode et un grand nombre d'électrons peuvent atteindre l'anode. Ces électrons sont, si l'on peut dire, perdus. Ils ne concourent point à la formation du rayon. L'anode est percée d'un trou précisément pour laisser passer le rayon cathodique.

Sous cette forme simple, le tube à rayons cathodiques ne serait guère utilisable. On obtiendrait, non pas un mince faisceau de rayons, mais un cône à grande ouverture qui donnerait une tache diffuse sur l'écran.

D'autre part, le vide absolu est irréalisable. Il existe toujours des molécules sur le trajet du rayon. Sous l'influence du bombardement, il y a *ionisation*. Les ions, très lourds, font le trajet inverse des électrons et se précipitent sur la cathode. Sous l'influence de ce bombardement, la matière active de la cathode serait très rapidement détruite.

343. Nécessité de la concentration. — Dans la majorité des applications, le tube à rayons cathodiques est utilisé comme oscillographe : on observe les mouvements de la trace du faisceau de rayons sur l'écran, sous l'influence de champs électriques ou magnétiques. Il est donc indispensable que cette trace soit aussi fine, aussi ponctiforme que possible.

Or, les électrons d'un faisceau ne comportant primitivement que des trajectoires parallèles, tendent à s'écarter d'eux-mêmes, tout simplement parce que deux électrons se repoussent mutuellement. Si l'on veut obtenir un pinceau très étroit, il faut donc avoir recours à une influence extérieure.

1. Voir appendice paragraphe V.

344. Cylindre de Wehnelt ou grille. — Le *cylindre de Wehnelt*, appelé encore parfois tout simplement *cylindre* et, parfois encore *grille*, est une électrode percée d'un trou, qui entoure complètement la cathode.

Si nous appliquons sur ce cylindre, une tension négative par rapport à la cathode nous nous opposerons au départ des électrons. La tension de cylindre permet donc de doser l'intensité du faisceau cathodique. En appliquant une tension suffisante nous pouvons même faire disparaître complètement le rayon. Dans les tubes destinés à la télévision, c'est en agissant sur la tension du cylindre que l'on module le rayon en intensité.

En même temps, le cylindre entourant complètement la cathode la protège contre le retour offensif des ions. Ceux-ci, au lieu de bombarder la cathode, bombardent le cylindre, ce qui n'a aucun effet destructeur.

Enfin, troisième fonction, le cylindre resserre le faisceau électronique sur lui-même. C'est donc un moyen de concentration.

Les figures 259 *a* et *b* illustrent cette action.

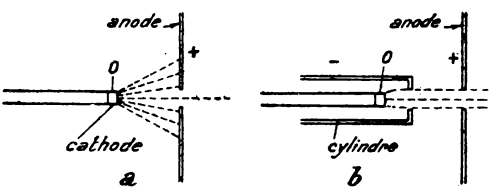


Fig. 259.

345. Tubes à gaz. Défauts. — Dans les premiers temps de la technique des tubes à rayons cathodiques, un moyen de concentration couramment utilisé consistait à introduire un gaz sous très faible pression (0,005 mm de mercure) dans l'ampoule. On utilisait l'hydrogène, le néon, l'argon, la vapeur de mercure, etc... La dislocation des molécules gazeuses amenait la présence de très nombreux ions positifs dans l'axe du faisceau. Ces ions constituaient une véritable charge d'espace positive qui resserrait le faisceau sur lui-même et combattait l'action de répulsion mutuelle des électrons.

Il était ainsi possible d'obtenir un pinceau très délié avec des tensions d'anodes relativement faibles. Nous verrons plus loin que cette circonstance est favorable à la sensibilité du tube.

Mais les tubes à gaz ont un très grand défaut. En fonctionnement, on est amené à faire déplacer le faisceau de rayons à des vitesses fantastiques. Or, l'ionisation n'est pas un phénomène instantané. Il faut un temps appréciable pour que les ions soient formés et se groupent dans l'axe du faisceau. On constate ainsi que la concentration n'existe

plus aux grandes vitesses de déplacement et, qu'en conséquence, les images manquent de netteté.

Comme les tubes à gaz ont encore d'autres défauts (déformation) et que la technique du tube à vide a fait de grands progrès, on a à peu près renoncé complètement aujourd'hui à leur emploi.

346. Tubes à vide. Anode de concentration. — Dans les tubes à vide, on obtient la concentration au moyen d'une ou de plusieurs anodes auxiliaires, dites *anodes de concentration.*

On arrive au résultat cherché en étudiant la distance, la forme, le diamètre des anodes et en modifiant le rapport des tensions appliquées.

Soit, par exemple, le système de la figure 260. En partant de la cathode

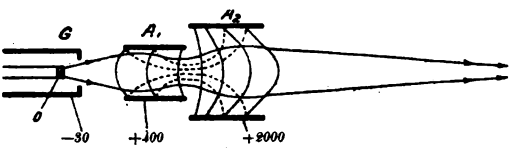


Fig. 260.

de potentiel zéro, nous rencontrons d'abord *la grille* ou *Wehnelt* dont la tension négative est de 30 volts, puis à une certaine distance nous trouvons une première anode A_1 portée à une tension positive de 400 volts, qui est *l'anode de concentration,* puis une anode d'un diamètre plus grand, portée à une tension positive de 2 000 volts par exemple, qui est *l'anode d'accélération.* Les Anglais appellent l'ensemble des deux électrodes un *canon à électrons* (gun). La comparaison se comprend sans peine : dans le parcours l'électron subit des accélérations de plus en plus grandes.

Dans un système comme celui de la figure 260, on peut tracer les lignes de force électrique (courbes tracées en pointillé). Les normales à ces courbes seront les véritables lignes de niveau électrique ou *courbes équipotentielles.* Ce sont les courbes tracées en trait plein.

Un électron obéit à deux influences :

1° Son inertie qui tend à le maintenir dans la direction primitivement imposée.

2° Il tend à suivre les lignes de « plus grande pente » électrique qui sont les lignes de force. La trajectoire est donc la résultante des deux actions. Dans ces conditions, les trajectoires électroniques ont la forme des lignes en forme de flèches. Ce croquis suggère immédiatement la comparaison avec un système optique convergent. Les rayons lumineux issus d'un point P (fig. 261) vont converger vers un point P'.

Si la distance entre O et P′ est fixée par construction on pourra agir sur la distance PO — ou, si c'est impossible, sur la convergence du système.

Or, la convergence de la *lentille électronique* constituée par le système de la figure 260 peut être modifiée en changeant l'allure des lignes équipo-

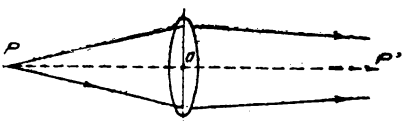


Fig. 261.

tentielles et, pour cela, il suffit tout simplement d'agir sur la tension A_1. C'est pour cette raison qu'on appelle A_1 l'électrode de concentration.

La convergence dépend aussi, dans une certaine mesure, de la tension de Wehnelt et de la tension anodique.

Avec les tubes modernes, utilisant une tension suffisante, la concentration est assez bonne pour que le spot lumineux ait un diamètre de l'ordre de 0,2 millimètre. Il est alors possible d'obtenir des tracés très fins.

On pourrait aussi réaliser la concentration en utilisant non plus des champs électriques mais des champs magnétiques. Le système n'a reçu que des applications limitées.

347. Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques. — C'est la différence de potentiel existant entre cathode et anode qui communique une vitesse de plus en plus grande aux électrons. L'accélération s'exerce pendant le passage entre cathode et sortie de l'anode; la vitesse est croissante pendant le trajet. Elle demeure sensiblement constante depuis la sortie jusqu'à l'arrivée sur l'écran. Il en serait de même avec une arme à feu s'il n'y avait pas la résistance de l'air.

On comprendra, d'après cela, que la vitesse électronique s'accroisse avec la tension appliquée.

Calculons cette vitesse. L'énergie est emmagasinée par l'électron sous la forme cinétique et son expression est $\frac{1}{2}mv^2$; m étant la masse de l'électron.

Par définition, le travail effectué par le déplacement d'une charge e, égale à celle de l'électron pour une variation de potentiel V est eV. Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{1}{2}mv^2 = e\mathrm{V}$$

d'où :

$$v = \sqrt{2\frac{e}{m}\mathrm{V}}.$$

Soit, par exemple, une chute de tension de 2 000 volts. Le rapport $\frac{e}{m} = 1{,}77 \cdot 10^7$ unités électromagnétiques.

2 000 volts équivalent à $2\,000 \times 10^8$ unités électromagnétiques, d'où :

$$v = \sqrt{4\,000 \times 1{,}77 \times 10^7\ 10^8}$$

environ 26 500. 10^5 *cm/s* ou 26 500 km/s environ.

On voit donc que les vitesses sont énormes[1].

C'est précisément parce que tension appliquée et énergie ou vitesse sont liées par une relation simple qu'on peut dire que tel électron a une énergie de 10 000 volts. Pour définir l'énergie d'un projectile électronique on dira, par exemple, qu'il est de 250 000 volts-électron.

348. Déviation électrostatique du faisceau. — Faisons passer un rayon cathodique entre les deux armatures d'un condensateur A et B (fig. 262). S'il n'existe aucune différence de potentiel entre A et B et si

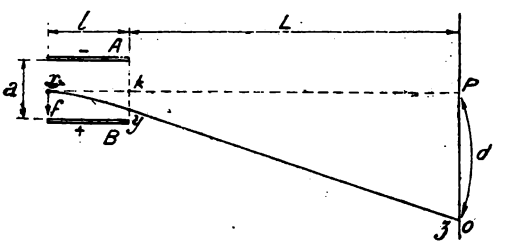


Fig. 262.

la tension des armatures est égale à celle de l'anode, le faisceau n'est pas dévié et va frapper l'écran au point P. Si nous appliquons une tension entre A et B l'électron sera repoussé par l'armature négative et attiré par l'autre. Il ira frapper l'écran au point O. Proposons-nous de calculer la déviation PO = *d*.

L'électron est un projectile en mouvement uniforme. Pendant son passage entre les armatures A et B, il subit une force qui est constante, si le champ électrique est lui-même constant. On peut admettre qu'il en est ainsi pour des électrodes d'une surface assez grande. On négligera l'erreur introduite par le bord des électrodes.

Nous sommes en présence d'un problème classique de balistique. C'est le même que celui d'un projectile tiré horizontalement. L'attraction de la pesanteur transforme le mouvement en parabole. Toutefois, dans le cas présent, la trajectoire sera parabolique, seulement pendant

1. Voir en appendice : Vitesse des électrons et Théorie de la Relativité.

le trajet l, c'est-à-dire pendant que s'exerce la force f. Après quoi, la trajectoire sera rectiligne et sera précisément la tangente à la parabole à partir du point y.

Le champ électrique entre les deux armatures est $\frac{V_d}{a}$ si V_d est la tension appliquée entre A et B et a leur distance.

La force appliquée à l'électron, dont la charge est e est : $\frac{V_d}{a} e$.

L'accélération communiquée est $\gamma = \frac{V_d \times e}{a \times m}$ puisque m est la masse du projectile.

Pendant le passage entre les plaques de déviation la déviation ky est : $= \frac{1}{2} \gamma t^2$ c'est-à-dire $x = \frac{Vd \times e}{a \times m} \times t^2$. La vitesse latérale étant : $\sqrt{\frac{2e}{m}} V$ le temps t est : $\frac{l}{\sqrt{\frac{2e}{m}} V}$

d'où finalement après simplification : $x = \frac{V_d l^2}{4aV}$.

Calculons maintenant la déviation qui se produit entre y et z. L'électron conserve une vitesse transversale, ou vitesse de chute, constante égale à γt, c'est-à-dire : $\frac{Vd \times e}{a \times m} \times \frac{l}{\sqrt{\frac{2e}{m}} V}$.

La durée du transit $y\ z$ est : $\frac{L}{\sqrt{\frac{2e}{m}} V}$ d'où finalement $p = \frac{Vd \times l \times L}{2aV}$.

Enfin, en ajoutant les deux déviations on trouve : $d = \frac{1}{4} \frac{V_d}{a} \frac{(l^2 + 2lL)}{V}$.

Cette formule nous montre que :

a) La déviation est inversement proportionnelle à la tension d'anode V. *Un tube sera d'autant moins sensible que la tension appliquée sera plus grande.*

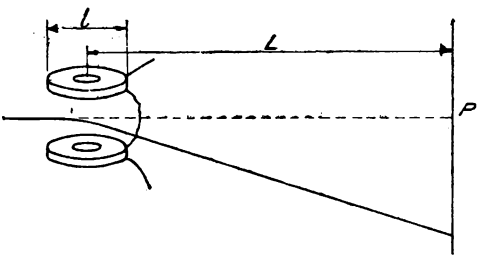


Fig. 263.

b) La déviation est sensiblement proportionnelle à L. En pratique on peut négliger l devant L.

c) *La déviation est proportionnelle à la tension de déviation.* Ce sera donc une mesure de la tension appliquée.

d) La déviation est inversement proportionnelle à l'écartement des plaques de déviation.

349. Déviation magnétique. — Un électron en mouvement est un courant électrique élémentaire. L'électron produit un champ magnétique autour de lui. Dans un autre champ magnétique il y aura donc une force appliquée à l'électron. On peut ainsi dévier un rayon cathodique à l'aide d'un champ magnétique (fig. 264).

Par définition, l'intensité d'un courant électrique représente la quantité d'électricité transportée pendant l'unité de temps.

Si v est la vitesse, nous pourrons écrire, pour un élément infiniment petit de la trajectoire dl :

$$i = \frac{ev}{dl} \quad \text{d'où : } idl = ev.$$

D'après la loi de Laplace, chaque élément dl du courant est soumis à une force

$$f = \frac{1}{10} idl\text{H}. \quad \text{soit ici : } f = \frac{1}{10} ev\text{H}.$$

Cette force est perpendiculaire au champ magnétique et à la direction du courant. On voit que, dans un champ uniforme, la force appliquée est constante et qu'elle est toujours perpendiculaire à la trajectoire, il en résulte que l'électron décrira une trajectoire circulaire.

Le rayon de cette trajectoire est donné par la formule simple :

$$\text{R} = \frac{mv}{e\text{H}}.$$

On peut facilement calculer, d'après cela, qu'avec les vitesses ordinairement obtenues dans les tubes à rayons cathodiques, il suffit d'un champ relativement faible pour obtenir des rayons de l'ordre de 10 à 15 centimètres.

Si la direction du champ est oblique par rapport à la trajectoire, l'électron décrit une spirale.

Pour obtenir la déviation électromagnétique on dispose deux bobines perpendiculairement au rayon ; l'électron, pendant son passage dans le champ décrit un arc de cercle (fig. 263) dans un plan parallèle à celui des bobines.

La formule qui donne la déviation est :

$$d = \mathrm{H}\frac{e}{m}\frac{l\mathrm{L}}{v}.$$

Mais : $$v = \sqrt{\frac{2e}{m}\mathrm{V}}.$$

D'où : $$d = \mathrm{H}\sqrt{\frac{1}{2}\frac{e}{m}} \times \frac{\mathrm{L} \times l}{\sqrt{\mathrm{V}}}.$$

La déviation magnétique permet de placer les dispositifs de déviation à l'extérieur des tubes. On peut commodément adapter l'impédance des circuits de déviation à celle des circuits de mesure.[1]

350. Mesure de la vitesse des électrons et du rapport $\frac{e}{m}$. — Imaginons un tube à rayons cathodiques comportant :

1. Une paire de plaques de déviation.

2. Une paire de bobines de déviation exerçant leur action au même point de la trajectoire.

Supposons que, pour une tension connue entre les plaques de déviation, nous obtenions une certaine déviation d. En envoyant dans les bobines un courant de sens et d'intensité convenables nous pourrons annuler la déviation d et ramener le spot lumineux au point P.

Nous pouvons en conclure, à ce moment-là, que la force magnétique et la force électrique appliquées aux électrons s'équilibrent exactement.

La force électrique est $e \times \mathrm{E}$, E étant la grandeur du champ électrique, c'est-à-dire :

$$\frac{\mathrm{V}d}{a}.$$

La force magnétique est :

$$e\mathrm{H}\frac{v}{c}$$ c étant vitesse de la lumière.

Les deux forces étant égales on a :

$$e \times \mathrm{E} = e\mathrm{H}\frac{v}{c}$$

d'où : $$v = \frac{\mathrm{E}}{\mathrm{H}}c.$$

E et H sont des grandeurs très facilement mesurables.

1. On notera que la déviation est inversement proportionnelle à la *racine carrée* de la tension d'accélération, alors que la déviation électrostatique est inversement proportionnelle à cette tension. Il est donc plus avantageux d'employer la déviation électromagnétique quand la tension d'accélération est élevée.

Si nous égalons cette valeur à la formule 1 déjà trouvée nous obtenons :

$$\sqrt{\frac{2e}{m}V} = \frac{E}{H}c.$$

D'où l'on peut tirer enfin :

$$\frac{e}{m} = \frac{E^2}{H^2 c^2}\frac{1}{2V}.$$

Toutes les grandeurs du second membre peuvent être mesurées avec des instruments usuels.

On remarquera que, pour des valeurs de V relativement faibles (quelques milliers de volts accélérateurs) le rapport $\frac{e}{m}$ demeure constant. Mais pour des tensions de plusieurs centaines de milliers de volts, on constate que $\frac{e}{m}$ diminue notablement et suivant une loi précise. Ce fait indiscutable demeure absolument inexplicable en appliquant les règles de l'ancienne physique classique. Si l'on applique, au contraire, les formules relativistes (Einstein) tout devient parfaitement clair. Masse et énergie sont deux aspects d'une même cause. En augmentant la vitesse de l'électron, nous augmentons l'énergie qu'il représente et, par conséquent, sa masse. Quand la vitesse tend vers celle de la lumière, le rapport $\frac{e}{m}$ tend vers zéro. Il faut en conclure que m tend vers l'infini. Il est donc impossible de communiquer à un mobile, quel qu'il soit, une vitesse égale à celle de la lumière.

L'expérience du tube à rayons cathodiques est une des nombreuses preuves directes de l'exactitude des théories relativistes [1].

351. Oscillographe à rayons cathodiques. Base de temps. — Un oscillographe à rayons cathodiques comportera une cathode chargée de produire les électrons, qui ne diffère que par sa forme de la cathode d'un tube de T. S. F. On cherche à obtenir une cathode de très petite surface de telle sorte que l'image électrique de cette cathode sur l'écran soit aussi fine que possible.

Autour de cette cathode est la *grille* ou *Wehnelt* porté à une tension négative et dont le rôle a été exposé plus haut. Le réglage de la tension servira à doser l'intensité du rayon cathodique.

Sur le trajet du rayon on rencontre ensuite une *anode de concentration* servant à la mise au point sur l'écran, puis *l'anode d'accélération.*

1. Voir aussi en appendice : Vitesse des électrons.

Enfin, on trouve un *système de déviation* soit électrostatique, soit magnétique. Le premier système est le plus répandu.

Nous avons reconnu que la déviation de la tache sur l'écran donnait une mesure de la tension appliquée. S'il s'agit d'une tension alternative, le spot lumineux décrira un tracé droit, dont la longueur, par rapport au point milieu, sera proportionnelle à la tension maximum.

La fréquence n'intervient pas. Le fonctionnement est pratiquement sans inertie.

Il est intéressant de pouvoir, non seulement mesurer les amplitudes, mais encore d'examiner *la forme* des tensions. On peut, dans ce but, examiner la tache lumineuse à l'aide d'un miroir tournant. Mais on aura beaucoup plus simplement un tracé en déplaçant proportionnellement au temps, le spot dans une direction perpendiculaire à son premier mouvement.

Pour arriver à ce résultat, il suffit de placer, dans le tube, un second dispositif de déviation, perpendiculaire au premier.

Mais il est évident qu'une tension ne peut continuellement croître d'une manière proportionnelle au temps. On utilisera donc une tension dite *en dents de scie*, c'est-à-dire qui croît linéairement depuis zéro jusqu'à une certaine valeur puis retombe brusquement à zéro pour recommencer. Le graphique d'une telle tension est représenté figure 264.

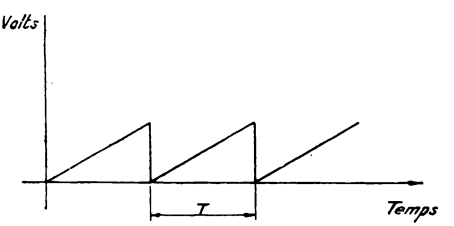


Fig. 264.

Il s'agira, le plus souvent, d'observer un phénomène périodique, c'est-à-dire qui se reproduit identiquement à lui-même à chaque période. On réglera la tension en dent de scie de telle sorte que sa fréquence soit égale ou soit un sous-multiple exact de celle de la tension à observer. A chaque période, le spot lumineux tracera le même graphique sur l'écran. Grâce à la persistance des impressions lumineuses sur la rétine on aura sous les yeux un tracé continu du phénomène à observer. On pourra même le photographier. S'il y a une faible différence de fréquence, on observera un déplacement de l'image dans un sens ou dans l'autre, suivant le sens de la différence.

En réalité, il suffit que la fréquence de la *base de temps* soit simplement voisine de la fréquence à observer. Comme il s'agit d'un phénomène de relaxation, il est facile de *synchroniser* cette oscillation auxiliaire en faisant agir sur le générateur une fraction de la tension à observer.

Le schéma de principe complet d'un oscillographe correspondra à la figure 265. Le chauffage de la cathode est assuré en alternatif brut. Le potentiomètre P_1 fixe la tension négative du cylindre W et par conséquent l'intensité du faisceau cathodique. Le potentiomètre P_2 agit sur la concentration (mise au point de l'image).

On remarquera qu'à l'inverse de ce qu'on réalise dans un récepteur de radio c'est *la haute tension qui est connectée* à la terre. Les phénomènes d'émissions secondaires dont l'écran est le siège font que celui-ci perd plus d'électrons qu'il n'en reçoit, au début du fonctionnement. Il se charge donc positivement. En fait, quelques dixièmes de seconde après le début du fonctionnement, la tension de l'écran est à quelques volts près, celle de l'anode. La tension se stabilise à cette valeur. Comme

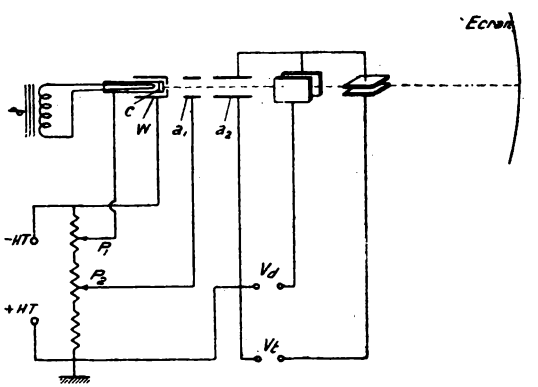


Fig. 265.

l'écran est au voisinage de l'observateur, et que celui-ci est en contact avec le sol, il y a donc intérêt à éviter toute différence de potentiel. On arrive à ce résultat en reliant le + H T au sol.

352. Sensibilité d'un tube à rayons cathodiques. — La sensibilité d'un tube à rayons cathodiques est mesurée par la grandeur de la déviation, par volt appliqué entre les plaques de déviation (déviation électrostatique).

Nous avons établi plus haut que la déviation était donnée par l'expression :

$$d = \frac{1}{4} \frac{V_d}{a} \frac{(l^2 + 2lL)}{V}.$$

La sensibilité est donc :

$$\frac{1}{4a} \frac{(l^2 + 2lL)}{V}.$$

Nous pouvons en tirer les conclusions suivantes :

a) Un tube sera d'autant plus sensible que ses dimensions longitudinales (L) seront plus grandes.

b) Pour un tube donné, la sensibilité diminue linéairement quand on augmente la tension anodique. Il est juste d'ajouter que, pour certaines dimensions, il y a une valeur de tension au-dessous de laquelle il est impossible de descendre : une bonne concentration serait impossible.

Pratiquement la sensibilité des tubes à rayons cathodiques usuels est comprise entre 0,1 et 0,5 mm/V. Pour obtenir une image de 5 centimètres c'est-à-dire un déplacement de 25 mm, de part et d'autre du point de repos, il faudra donc, pour la sensibilité moyenne de 0,3 mm/V disposer d'une tension de 25 : 0,3 ou 83,5 volts. Il s'agit de la valeur maxi-

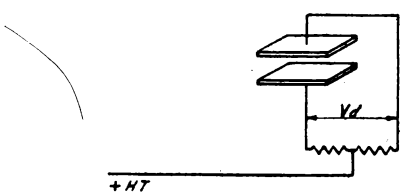


Fig. 266.

mum de la tension. S'il s'agit d'une tension sinusoïdale, la valeur efficace sera 83,5 : $\sqrt{2}$ ou environ 58 volts. On peut en conclure que l'oscillographe cathodique ne se prête qu'à l'observation de tensions relativement grandes.

Si la tension à observer est de trop faible amplitude, il sera nécessaire de l'amplifier préalablement.

353. Caractéristiques des écrans. Brillance du spot. — Une faible partie de l'énergie cinétique des électrons est transformée en énergie lumineuse (moins de 10 %), l'autre partie échauffe l'écran et produit les électrons secondaires qui cheminent vers l'anode. On peut leur faciliter la voie en recouvrant l'intérieur du tube d'un dépôt de graphite.

La luminescence de l'écran peut persister un temps plus ou moins long après le passage du spot. Dans le cas d'observation d'un phénomène périodique, la persistance améliore le tracé : il faut d'ailleurs noter qu'il existe aussi une certaine *inertie* de l'écran. Le point frappé par un rayon n'atteint pas immédiatement le maximum de brillance. Mais cet effet est pratiquement négligeable pour les observations usuelles.

On peut remarquer aussi que dans les endroits où le spot parcourt lentement son tracé, la largeur du trait lumineux est plus grande. La luminescence de l'écran se propage de proche en proche.

L'intensité lumineuse dépend de l'énergie cinétique des électrons et, par conséquent, de la tension anodique.

Il est important de ne pas laisser séjourner le faisceau en un endroit fixe de l'écran. La matière pourrait être détruite irrémédiablement.

On peut chercher à augmenter le phénomène de persistance dans le but de photographier des phénomènes transitoires non périodiques et très rapides. Avec certaines matières, la courbe peut demeurer visible plusieurs secondes et être ainsi photographiée avec un temps de pose suffisant.

354. Couleur des écrans. — La couleur du tracé lumineux a une grande importance pour certaines applications. Elle dépend de la matière utilisée pour constituer l'écran.

Pour l'observation directe on utilisera un écran à persistance moyenne, donnant une lumière jaune-verdâtre correspondant au maximum de sensibilité de l'œil. Un tel écran serait mal adapté à la prise de vue photographique. On utilisera dans ce cas, un écran donnant une lumière bleue.

Il est curieux d'observer que le phénomène de luminescence se produit avec des sels métalliques légèrement impurs. Ainsi le sulfure de zinc rigoureusement pur n'est pas luminescent. Il faut qu'il soit mélangé à des traces infimes de substances activantes qui peuvent être du manganèse, du cuivre, etc... Une proportion trop grande de ces substances diminue le rendement lumineux et peut même le supprimer.

355. Distorsion de l'image. — Nous avons supposé jusqu'ici que la vitesse des électrons était constante entre la sortie de l'anode accélératrice et l'écran. Cette hypothèse est vérifiée à condition que le champ électrique soit nul entre l'anode et l'écran.

C'est pour que les variations du potentiel, le long de la trajectoire, soient aussi réduites que possible qu'une des plaques de déviation est directement connectée à la terre, c'est-à-dire à l'anode.

Mais une tension appliquée à une plaque se traduit nécessairement, dans ce cas, par une variation du potentiel au voisinage des plaques.

Quand la tension sera positive, il y aura accélération des électrons et, au contraire, freinage quand elle sera négative. Or, la sensibilité dépend essentiellement de la vitesse des électrons. Pour une alternance positive la sensibilité sera plus faible que pour une alternance négative : il y aura donc *distorsion du tracé.*

Cette distorsion est loin d'être négligeable. Nous pourrons la calculer facilement, tout au moins d'une manière assez approximative pour fixer son ordre de grandeur.

Soit un tube à rayons cathodiques de sensibilité 0,3 pour une tension anodique de 1 000 volts. Pour obtenir un tracé de 5 centimètres sur l'écran, il faut donc une différence de tension totale de $\frac{50}{0{,}30} = 167$ volts environ.

La valeur du champ entre les deux plaques correspond à une variation de tension de 83,5 volts environ dans un sens ou dans l'autre. Elle variera donc entre 1 083,5 volts et 916,5 volts. L'écart est donc de $\frac{1\,083{,}5}{916{,}5}$ ce qui correspond à plus de 8 %. Si nous examinons une tension sinusoïdale nous observerons que l'amplitude de l'alternance négative est de 8 %, plus grande que celle de l'alternance positive. Ce ne sera donc plus une sinusoïde. Il est évident que l'importance de cet effet sera d'autant plus grande que la tension anodique sera plus faible.

L'emploi d'un montage symétrique évite cet inconvénient grave. La connection des plaques de déviation est indiquée figure 266. L'importance de cette distorsion est particulièrement grande en télévision.

Un tracé normalement rectangulaire se traduira alors par un quadrilatère oblique (fig. 267). On donne à tort à cette déformation le nom de *dis-*

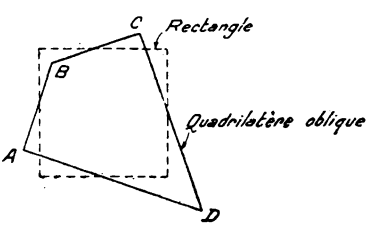


Fig. 267.

torsion trapézoïdale. Il est clair que la figure ABCD n'est pas un trapèze.

Pour obtenir une reproduction sans distorsion, il faut donc que les deux paires de plaques de déviation soient attaquées symétriquement (fig. 266).

356. Caractéristiques des tubes à rayons cathodiques. — Pour utiliser un tube dans les meilleures conditions, il faut nécessairement connaître ses caractéristiques. On fournit généralement, en plus des caractéristiques d'encombrement, diamètre de l'écran, etc... :

Intensité et tension de chauffage.

Tension maximum d'anode accélératrice.

Tension maximum d'anode de concentration.

(Il peut y avoir éventuellement une seconde anode de concentration.)

Tension de grille amenant la suppression du rayon électronique.

Sensibilité des plaques de déviation (différente pour chaque paire de plaques puisque L est différent) pour une tension de plaque donnée.

Capacité entre les plaques de déviation.

Il est intéressant de connaître également l'intensité de courant anodique en fonction de la tension de grille. Cette intensité est toujours très faible. Elle est en général inférieure à 0,5 mA. Cette faible intensité permet de simplifier considérablement le filtrage. On fait appel à des simples résistances.

357. Perturbations extérieures. — Le rayon électronique est très sensible aux perturbations extérieures. Il est facile de s'en assurer : il suffit de promener un aimant à une certaine distance pour que la trace lumineuse se déplace d'une manière appréciable.

Un champ alternatif produira une vibration du spot et pourra nuire considérablement au tracé. L'étude des oscillographes doit tenir compte de cette remarque. On devra utiliser exclusivement des transformateurs dont le champ de fuite est très réduit et, par conséquent, *dont le circuit magnétique est très largement calculé pour travailler loin de la saturation.* De plus, on sera souvent amené à blinder les tubes par des écrans en *tôles magnétiques* (et non en aluminium) permettant de dériver les champs perturbateurs.

Des charges électriques peuvent s'accumuler sur le verre de l'ampoule et provoquer des déviations du rayon. On évitera cet effet en recouvrant l'intérieur de l'ampoule d'un dépôt de graphite conducteur, relié à l'anode.

BASES DE TEMPS. OSCILLATIONS DE RELAXATION

358. Généralités. — Le principe généralement utilisé est le suivant : on charge un condensateur *à intensité constante* et, au bout d'un temps égal à la période, on le décharge aussi rapidement que possible pour recommencer la même opération.

S'il s'agissait d'une charge sous tension constante, la différence de potentiel aux bornes du condensateur croîtrait d'une manière exponentielle.

La courbe de charge en fonction du temps sous tension constante a l'allure de la figure 268. Le début pourrait être considéré comme linéaire

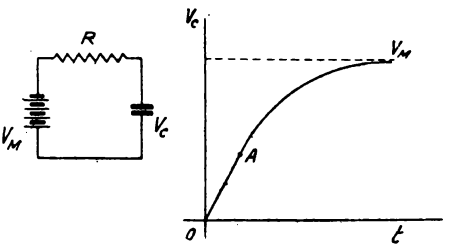


Fig. 268.

jusqu'au point A. Mais utiliser seulement la portion OA c'est perdre les deux tiers de la tension de charge V*m*.

En cas de charge à intensité constante (fig. 269) la variation de tension est linéaire pendant un temps relativement très long.

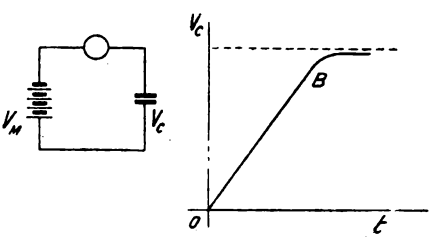


Fig. 269.

359. Emploi d'un tube luminescent. — Mais il ne suffit pas de charger le condensateur, il faut encore en provoquer la décharge aussi rapide que possible pour ramener le dispositif aux conditions initiales.

Soit un tube comportant deux électrodes dans une atmosphère de néon (par exemple) à basse pression (fig. 270).

Si nous faisons croître progressivement la tension aux bornes du tube, nous observerons d'abord qu'il ne passe aucun courant puis, pour une certaine tension dite *d'amorçage*, le tube s'illumine brusquement et devient conducteur. Il s'agit là d'un phénomène d'ionisation dont il a déjà été question dans le tome I [1]. Quand le phénomène a été amorcé *il persiste*

1. Voir n° 22, tome I.

même pour une tension inférieure à la tension d'amorçage. Il faut baisser la tension jusqu'à *la tension d'extinction* pour faire cesser l'illumination. Il y a une différence d'une trentaine de volts entre les deux tensions, lorsque le gaz utilisé est le néon.

Nous avons ainsi un moyen simple de provoquer la charge et la décharge périodiques d'un condensateur.

Soit le montage figure 271. La tension de la batterie B est supérieure

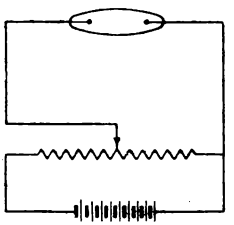


Fig. 270.

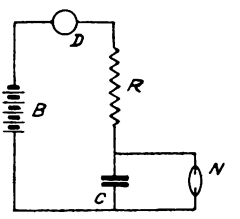


Fig. 271.

à la tension d'amorçage. Le condensateur C en se chargeant provoque une chute de tension dans B et dans le dispositif à intensité constante D; au bout d'un certain temps, qui dépend de la grandeur de R et de C la tension aux bornes de N atteint la tension d'amorçage. Il y a brusque illumination du tube, dont la résistance devient négligeable, et le condensateur C se décharge d'une manière très rapide. Le phénomène cesse quand la tension aux bornes de N est égale à la tension d'extinction. On obtient donc ainsi une tension en dents de scie dont l'amplitude est égale à la différence entre la tension d'amorçage et la tension d'extinction (fig. 272). Cette amplitude est malheureusement insuffisante pour les

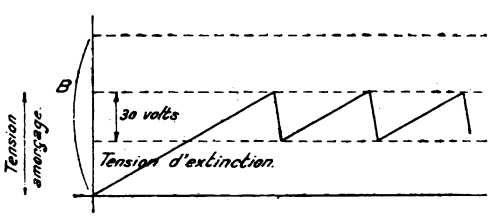


Fig. 272.

besoins de la pratique — sauf pour de petits tubes. En effet, une tension de 30 volts correspond, au maximum, à un déplacement du spot de l'ordre de $30 \times 0{,}5 = 15$ millimètres. Or le diamètre des tubes usuels est supérieur à 100 millimètres.

360. Emploi d'un tube relais. Tube à gaz ou Thyratron. — Un tube relais ou thyratron est un tube triode dans lequel on a introduit un gaz sous faible pression. Ce gaz peut-être de l'argon, du néon, de la vapeur de mercure, etc... Le tube acquiert ainsi des propriétés spéciales.

Dans le tube relais, l'ionisation peut être provoquée par le flux électronique de la cathode. Mais comme celui-ci est commandé, à son tour par la tension de grille, *c'est donc cette dernière qui est l'électrode de contrôle.*

Portons la grille d'un tube relais à une tension négative de 5 volts et appliquons une tension progressivement croissante sur la plaque. Aucun courant ne se manifestera d'abord, la résistance interne du tube est pratiquement infinie. Puis, brusquement, pour une tension de 125 volts par exemple, l'atmosphère interne du tube s'illumine et sa résistance devient extrêmement faible. Quand le phénomène est amorcé, la grille perd son action de contrôle. Pour le faire cesser, il faut que la tension anodique soit diminuée jusqu'à une certaine valeur qui est la tension d'extinction. Après quoi, on peut recommencer l'expérience.

Si, avec le même tube, nous appliquons une tension négative de 10 volts sur la grille, nous observerons que l'amorçage ne se produit que pour une tension anodique de 250 volts. Pour une tension grille de 8 volts la tension d'amorçage est de 200 volts. On remarque de suite qu'il y a un *rapport constant* entre les deux tensions. C'est le *rapport de commande*, qui correspondrait d'ailleurs sensiblement au coefficient d'amplification pour les mêmes électrodes, utilisées dans un tube à vide.

Un tube relais est donc un tube à décharge dans lequel nous pouvons faire varier à volonté la tension d'amorçage. Nous sommes ainsi libres d'obtenir les amplitudes d'oscillations que nous désirons en agissant simplement sur la tension de grille. Il va sans dire que la tension entre grille et plaque doit être inférieure à une certaine valeur, qui correspondrait à l'amorçage direct dans l'atmosphère du tube.

361. Interprétation électronique. — Ce qui détermine l'illumination, c'est la brusque ionisation de l'atmosphère interne. Dans un tube à deux électrodes, ce phénomène dépend de la pression, de la forme des électrodes, de leur distance, de la nature du gaz, etc...

Dans un tube relais, comme dans un tube triode à vide, une tension négative de grille suffisante bloque complètement l'émission électronique[1] : aucun électron ne peut quitter la cathode. Le courant anodique

1. Ou plus exactement : les électrons n'acquièrent une vitesse suffisante pour provoquer l'ionisation que pour un rapport donné entre les deux tensions.

ne commence à se produire que pour un rapport constant *entre tension de plaque et tension négative de grille.*

Dès que des électrons peuvent circuler entre cathode et plaque, ils heurtent les molécules du gaz et, si leur vitesse est suffisante, provoquent l'ionisation. Ce phénomène gagne immédiatement de proche en proche avec une très grande vitesse. En effet : l'ionisation d'une molécule suppose la libération d'un ou deux électrons qui, à leur tour, attirés par l'anode, heurtent d'autres molécules, etc...

362. Autres applications des Thyratrons. — Nous ouvrons ici une rapide parenthèse sur les applications des thyratrons.

Les thyratrons peuvent être utilisés comme redresseurs à grille commandée. La chute de tension interne est très faible (de 10 à 20 volts) si bien qu'avec une perte d'énergie assez réduite, le thyratron peut être traversé par des intensités de courant considérables. En agissant sur la grille, on règle la tension d'amorçage. On peut donc ainsi ne laisser passer le courant que pendant une fraction d'une alternance. De cette manière on règle l'intensité fournie *sans perte par effet Joule.* On utilise dans ce but une fraction de la tension de plaque convenablement déphasée. En faisant varier ce déphasage, on agit à volonté sur la puissance transmise. On peut ainsi faire fonctionner sur alternatif redressé des moteurs à courant continu, avec tous les avantages qui caractérisent ces derniers; très fort couple de démarrage et possibilité de faire varier la vitesse dans des limites très larges.

On peut aussi utiliser les thyratrons pour convertir *statiquement* du courant continu en courant alternatif. Deux thyratrons montés symétriquement produisent des oscillations de relaxation dont on élimine, par la suite, les harmoniques indésirables.

On construit des thyratrons de plusieurs centaines de kilowatts.

363. Dispositif à intensité constante. Diode. — Nous avons indiqué plus haut que, pour obtenir une variation linéaire de tension, en fonction du temps, il était nécessaire de charger le condensateur à intensité constante. On peut pour obtenir ce résultat, avoir recours à plusieurs dispositifs.

Un des plus simples est l'emploi d'un tube diode saturé. On sait que, pour une température donnée de la cathode (§ 128) il existe une *intensité de saturation* qu'on ne peut dépasser quelle que soit la tension appliquée sur l'anode. Un système à charge constante pourra donc être constitué comme sur la figure 273.

La batterie B charge le condensateur C à travers le tube diode D, qui fonctionne à saturation. A ce propos il est important d'utiliser *un tube à filament de tungstène pur*. En effet, un tube utilisant une cathode à oxydes n'a point d'intensité de saturation bien définie.

T est le tube relais dont on fait varier la tension d'amorçage à l'aide du potentiomètre A. En agissant sur F on modifie l'intensité de saturation du diode, c'est-à-dire la rapidité de charge du condensateur,

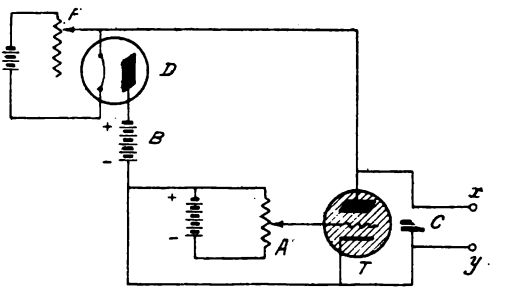


Fig. 273.

c'est-à-dire *la fréquence*. On obtient ainsi une *variation continue de fréquence* entre deux limites.

Pour franchir ces limites on modifie la grandeur de C. La fréquence produite est égale à la constante de temps du système.

364. 2e Emploi d'un tube penthode. — Un tube diode à chauffage direct exigerait une alimentation par batterie. L'emploi d'un tube diode avec cathode à chauffage indirect (oxydes) est impossible pour des rai-

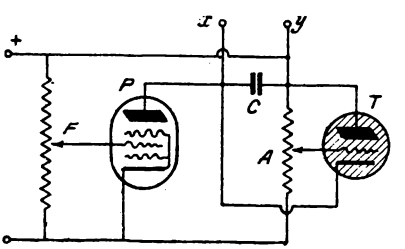


Fig. 274.

sons déjà exposées. En conséquence, on préfère utiliser un tube penthode. On peut remarquer que la caractéristique I_a/V_a est pratiquement horizontale pour des penthodes à grande résistance interne. De plus, on peut commodément agir sur l'intensité de charge en modifiant la tension

de la grille écran. On arrive ainsi au dispositif classique de la figure 274. Une seule source de tension alimente le dispositif tout entier.

La grille de commande du tube penthode est reliée à la cathode. La tension écran, commandant la fréquence des oscillations, est réglée par un potentiomètre. On pourrait aussi agir sur la tension de la grille de commande.

La tension grille du tube relais est réglée par un potentiomètre A qui fait varier l'amplitude. Ce réglage réagit légèrement sur celui de la fréquence. C'est normal puisque réduire l'amplitude, c'est réduire la tension d'amorçage. Le condensateur atteint donc plus rapidement cette tension La fréquence est donc augmentée.

365. Synchronisation. Limites de fréquence. Durée de désionisation. — Nous avons déjà indiqué dans le tome I que les oscillations de relaxation avaient la propriété de pouvoir être facilement *synchronisées* avec un phénomène périodique. Il faut entendre par là qu'on peut leur imposer une fréquence, pourvu que celle-ci soit peu différente de la fréquence correspondant aux caractéristiques du circuit.

La synchronisation d'un générateur à tube-relais est extrêmement facile : il suffit de dériver une très faible tension périodique de synchronisation sur la grille du tube. Le phénomène se comprend sans difficulté. Imaginons que la fréquence du générateur de relaxation soit un peu plus faible que celle de la fréquence à observer.

Supposons, qu'à un moment donné, les deux tensions soient en phase. A l'alternance suivante il y aura un léger retard de la fréquence de relaxation. La valeur maximum de la tension de synchronisation se produira un peu avant l'amorçage et viendra, par conséquent, produire celui-ci *avant* le moment où il se produirait normalement. Il y aura donc augmentation de la fréquence de relaxation et, par conséquent, synchronisation. Le phénomène serait identique si la fréquence de relaxation tendait à retarder.

En donnant des valeurs convenables à C et à la résistance interne du tube P on peut obtenir des oscillations depuis les limites les plus basses jusqu'à plusieurs milliers de périodes par seconde. Mais deux phénomènes viennent limiter la fréquence supérieure.

Tout d'abord la résorption des ions n'est pas un phénomène instantané. On peut définir la *durée de désionisation* qui dépend principalement de la nature du gaz, de la forme et de la nature des électrodes. Elle est de l'ordre de 1/10.000 à 1/50.000 de seconde au minimum. Ensuite, l'ionisation de l'atmosphère n'est pas instantanée. Dans ces conditions, on conçoit que le phénomène vienne limiter la fréquence fournie. Néan-

moins, avec certains tubes, on peut encore obtenir des résultats satisfaisants pour des fréquences de l'ordre de 30 à 40 000 périodes par seconde, mais pour les fréquences les plus élevées, la forme de la courbe tend à s'écarter de l'allure la plus favorable.

Pour obtenir des fréquences de relaxation encore plus élevées on peut avoir recours à des montages spéciaux utilisant des tubes à vide.

366. Générateurs de tension en dent de scie par tube à vide. — Nous indiquons figure 275 le schéma de principe d'une base de temps

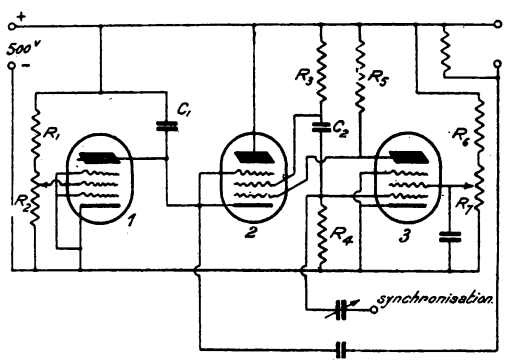


Fig. 275.

par tubes à vide permettant d'obtenir des fréquences dépassant 100 000 périodes par seconde. Le fonctionnement est le suivant :

Le condensateur C_1, se charge à intensité constante à travers la penthode 1.

Pendant la charge, le tube 3 débite un certain courant qui se traduit par une chute de tension dans R_5. Il en résulte l'application d'une tension négative sur la grille du tube 2. Si, par exemple $R_5 = 100\,000$ et que le courant anodique de 3 soit de 3,5 mA, il y a une différence de tension de 350 volts entre anode et grille du tube 2.

Pendant la charge, la tension entre les armatures de C_1 augmente progressivement. Quand elle était de 200 volts, il y avait une tension négative de 350-200 ou 150 volts entre cathode et grille du tube 2. Celui-ci était par conséquent bloqué.

Cependant, un moment arrivera où la polarisation de ce tube sera insuffisante pour bloquer le courant anodique. Il y aura simultanément : courant de grille écran et courant anode.

Le premier provoquera une chute de tension dans R_5, et par conséquent

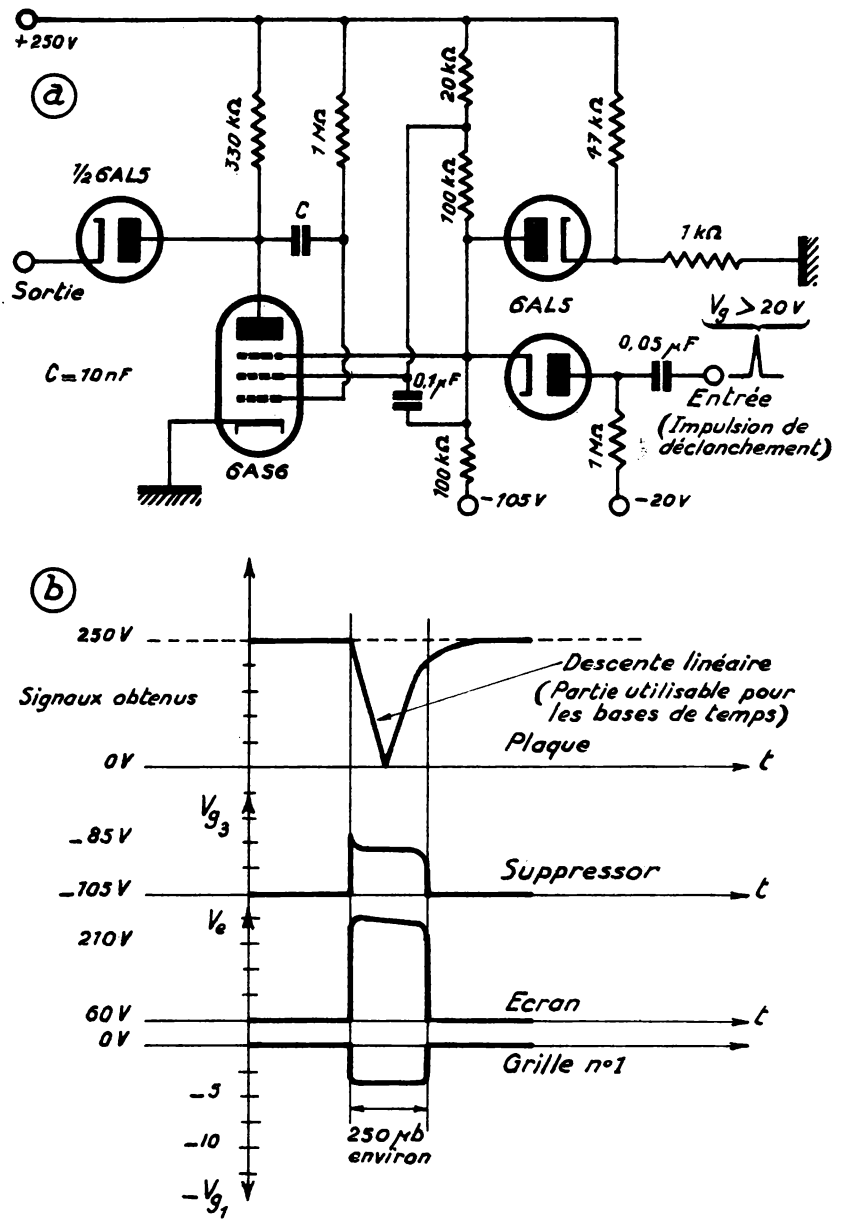

+250 V
a
330 kΩ
1 MΩ
20 kΩ
47 kΩ
½ 6AL5
C
100 kΩ
1 kΩ
Sortie
6AL5
Vg > 20 V
0,05 µF
C = 10 nF
0,1 µF
Entrée
(Impulsion de déclanchement)
6AS6
100 kΩ
1 MΩ
-105 V
-20 V
b
250 V
Signaux obtenus
Descente linéaire
(Partie utilisable pour les bases de temps)
Plaque
0 V
t
Vg3
-85 V
-105 V
Suppressor
t
Ve
210 V
60 V
0 V
Ecran
t
Grille n°1
-5
-10
-Vg1
250 µs environ

Fig. 275-2

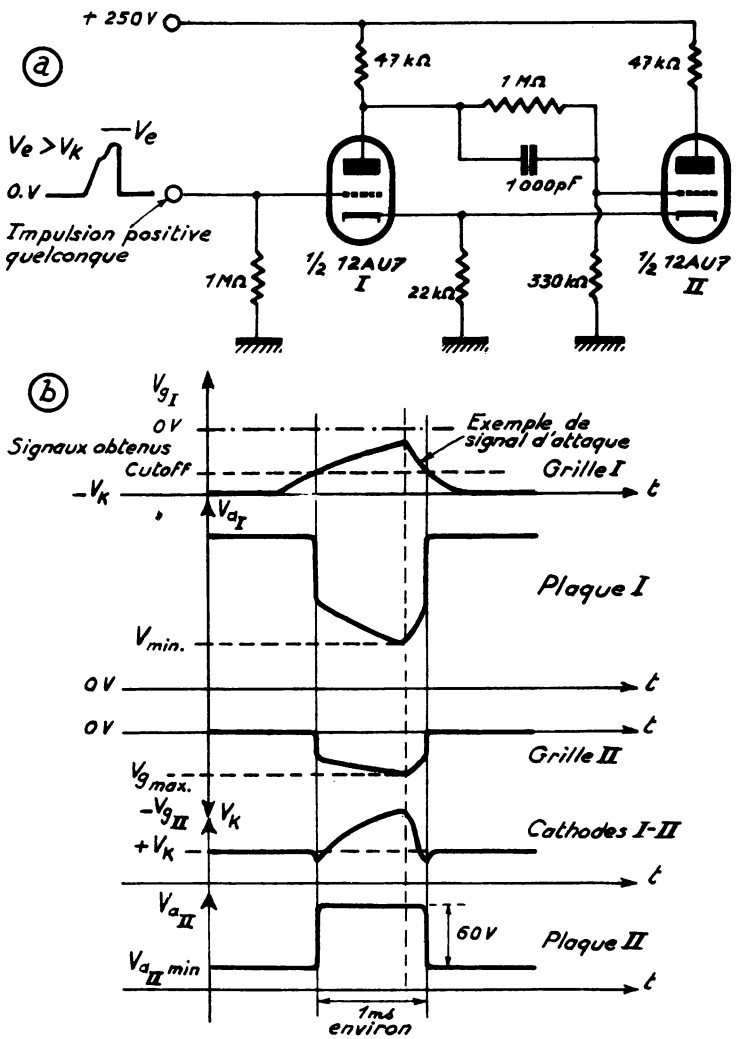


Fig. 275-3

la décharge de C_2 et le passage d'un courant dans R_4. La grille du tube 3 devient alors négative et le courant anodique diminue, ainsi que la chute de tension dans R_5. En conséquence, la grille du tube 2 devient moins négative, ce qui vient précisément accélérer le phénomène déjà amorcé. L'augmentation du courant anodique du tube 2 sera extrêmement rapide et provoquera la décharge pratiquement instantanée de C_1.

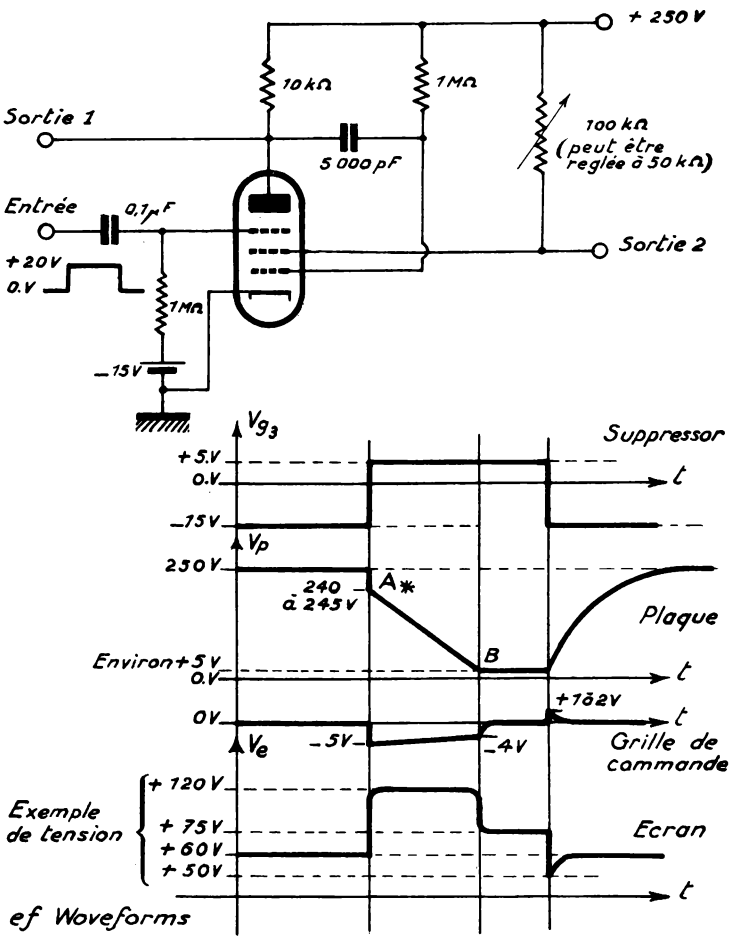


Fig. 275-4

Mais, lorsque C_2 sera déchargé, le courant dans R_4 cessera et la grille de 3 deviendra moins négative. Le courant anodique augmentera et viendra, de nouveau, polariser le tube. On retrouvera ainsi très rapidement les conditions initiales. Il est facile de voir que la grandeur de C_2 doit être fonction de celle de C_1.

Avec un montage de ce genre, on peut obtenir des tensions en dents de scie, de l'ordre de 100 000 hertz avec une excellente forme de courbe.

Les tensions de synchronisation sont introduites par la borne marquée « synchronisation »; elles agissent sur la grille du tube 3.

Nous donnons ici les schémas de différents dispositifs de bases de temps.

La figure 275-2 est un schéma de base de temps monostable dite « phantastron ». Les signaux obtenus sont de la forme indiquée, sur chaque électrode du tube pentode.

La figure 275-3 est un générateur dit à bascule, en fait un multivibrateur bistable à liaison directe. Notons que tous les signaux obtenus sur les électrodes seraient sensiblement rectangulaires si la tension appliquée à l'entrée était en paliers rectangulaires.

La figure 275-4 montre le dispositif « transitron-miller » qui peut être utilisé aussi dans les bases de temps.

La partie AB du signal peut être utilisée pour déclencher un oscillographe pour l'observation de signaux brefs.

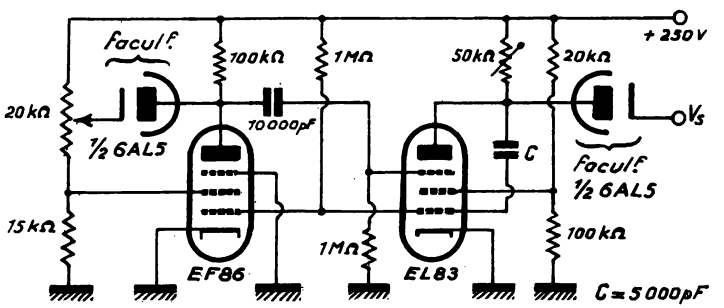


Fig. 275-5

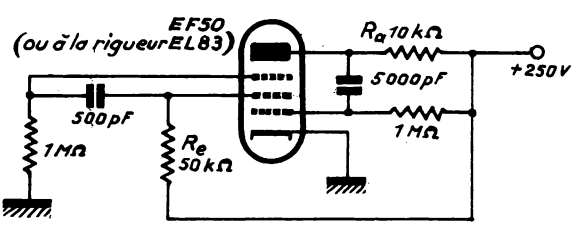


Fig. 275-6

La figure 275-5 donne le schéma du dispositif « sanotron », montage auto-oscillant qui donne des signaux sensiblement analogues au phantastron mais dont la durée peut être plus brève (surtout la partie du signal d'anode linéairement décroissante).

Enfin la figure 275-6 donne le schéma d'un « phantastron » non déclenchable, auto-oscillant donnant des signaux qui se rapprochent de ceux fournis par le système Miller. Si ce schéma utilise un tube EL 83 au lieu d'un tube EF 50, la résistance R_{g1} sera ajustée (potentiomètre de 20 000 ohms) et la résistance d'écran R_e sera de 82 000 ohms.

367. Tubes pour contrôle d'accord visuel. Trèfle et œil cathodique. — On a réalisé des tubes cathodiques en miniature qui peuvent servir à un certain nombre d'applications et, en particulier, au contrôle visuel d'accord des circuits.

Ces tubes sont constitués comme indiqué sur la figure 276. Une cathode

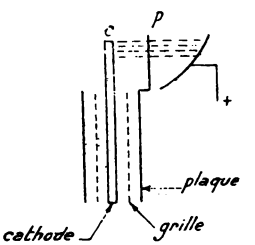


Fig. 276.

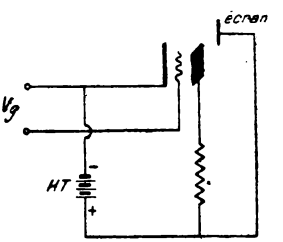


Fig. 277.

à chauffage indirect produit les électrons nécessaires au fonctionnement. La partie inférieure de cette cathode comporte une grille et une plaque. Cette dernière présente un ou plusieurs prolongements qui sont, en fait, des électrodes de déviation du faisceau cathodique.

La partie supérieure de la cathode entre dans une cupule métallique recouverte d'une couche luminescente qui constitue l'écran relié au pôle positif de la tension anodique.

Le montage est indiqué figure 277.

Lorsque la grille est à la même tension que la cathode, il y a un fort courant de plaque. Il y a donc une chute de tension importante dans la résistance de 2 mégohms. En conséquence, la plaque est fortement négative par rapport à l'écran. Il en résultera que les électrons seront fortement déviés (fig. 278 *a*) et qu'il y aura une large zone *ab* dans laquelle ils ne pourront atteindre l'écran. Il y aura donc un secteur sombre sur l'écran.

Mais si nous appliquons une tension négative sur la grille, l'intensité anodique diminue et, en conséquence, la chute de tension dans la résistance 2 Ω. La répulsion électronique diminue. La zone d'ombre se rétrécit (*a' b'* fig. 278*b*). Enfin, pour une tension négative de grille encore plus

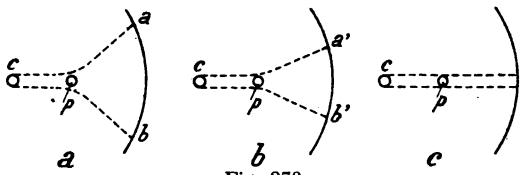


Fig. 278.

grande; il y a suppression du courant anodique et p est à la même tension que l'écran. Il n'y a plus répulsion et l'écran tout entier est lumineux.

On peut construire le système de telle sorte qu'il y ait un seul secteur lumineux (œil magique) ou une série (trèfle cathodique).

On peut aussi prévoir deux anodes différentes de manière à avoir deux systèmes de déviation de sensibilité différente, l'un utilisable pour les émissions puissantes, l'autre pour les émissions faibles.

Enfin, le système de déviation peut-être relié non pas à la plaque, mais à la grille écran, celle-ci étant simplement montée avec une résistance série (tubes à caractéristiques basculantes). De la sorte, le tube sert à la fois d'amplificateur et d'indicateur visuel d'accord.

APPENDICE

I. Rayons positifs. Spectrographe de masse. Isotopes.

Nous avons indiqué, dans le paragraphe, qu'il était facile de mettre en évidence le bombardement cathodique par les ions positifs, dans un tube à gaz raréfié. Il suffit de percer des trous dans la cathode et de prévoir, dans le tube, un espace suffisant à l'arrière de celle-ci.

On voit alors les rayons positifs sous forme d'une faible luminescence. Les rayons dits « positifs » peuvent, eux aussi, être déviés par un champ électrique et par un champ magnétique, mais ces déviations ont lieu en sens inverse des déviations électroniques. Nous avons indiqué comment des mesures simples permettent de déterminer :

a) le rapport $\frac{e}{m}$ de la masse du corpuscule à la charge.

b) La vitesse.

c) D'autres mesures permettent de trouver la charge qui est de *signe contraire* et égale à celle de l'électron. On trouve aussi parfois qu'elle est égale à un multiple de e. Cela ne doit pas nous étonner. Il s'agit alors d'un atome qui a perdu non pas un seul, mais plusieurs électrons.

De ces mesures diverses on peut évidemment déduire la masse atomique M de l'élément qui existe dans l'atmosphère du tube. Les chiffres ainsi trouvés correspondent rigoureusement à ceux que permettent de déterminer les méthodes physico-chimiques habituelles.

Bien mieux, les méthodes chimiques conduisaient à la mesure de certains chiffres qui n'étaient pas en accord exact avec la théorie atomique. Ainsi, la masse atomique du Chlore, déterminée par les méthodes habituelles est de 35,45 environ — alors que la théorie admise exigeait qu'elle soit un nombre entier. L'examen des rayons positifs a permis de constater que ce qu'on considérait comme le chlore était en réalité *un mélange*

de deux corps ayant des propriétés physiques identiques et dont les masses atomiques étaient, en realité, 35 et 37. Cette remarque permit également d'expliquer pourquoi les chiffres trouvés par des expérimentateurs différents ne s'accordaient pas exactement. La proportion du mélange des deux *isotopes* peut varier suivant l'origine de l'échantillon.

La méthode du spectrographe de masse a permis de séparer nettement tous les isotopes qui sont très nombreux pour certains corps. On a pu, ainsi, en séparer 8 pour l'étain.

Un autre avantage de cette méthode est de permettre des mesures précises, même *quand on ne dispose que de quelques atomes.*

II. Ondes associées aux électrons.

Il serait un peu simpliste de se représenter un rayon cathodique comme un simple défilé d'électrons, analogue au groupe de plombs que tire un fusil de chasse, par exemple.

La théorie de la mécanique ondulatoire prévoit que chaque corpuscule est accompagné par une *onde associée.* Nous retrouvons là la symétrie absolue avec ce que nous avons exposé à propos du rayonnement (voir §§ 7 et 8).

III. Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques. Théorie d'Einstein.

La relation qui permet de connaître la vitesse des électrons dans un tube à rayons cathodiques a été établie au paragraphe. Nous avons trouvé :

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} V}$$

avec $\frac{e}{m} = 1{,}77.10^7$ unités électromagnétiques (rapport de la masse à la charge de l'électron).

V = tension d'accélération.

D'après cette formule, il semble qu'il soit possible de communiquer aux électrons une vitesse aussi grande qu'on le désire. Les tensions de quelques millions de volts qu'on peut obtenir aujourd'hui, correspondraient ainsi *à des vitesses supérieures à celle de la lumière.* Il y aurait ainsi contradiction avec la théorie de la relativité (Einstein) qui prévoit qu'il est impossible de communiquer à des corpuscules, ou même à des rayonnements, une vitesse supérieure à celle de la lumière.

En réalité, il n'en est rien. La même théorie prévoit que la masse d'un corps *est fonction de sa vitesse.* Si m_0 est la masse au repos, la masse m_v correspondant à une vitesse v est donnée par l'expression :

$$m_v = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}.$$

c étant la vitesse de la lumière.

On voit d'après cela que m_0 tend vers l'infini quand la vitesse tend vers celle de la lumière. Il est facile de vérifier que la masse en mouvement ne diffère *pratiquement* de la masse au repos que pour des vitesses déjà considérables (plusieurs dizaines de milliers de km-seconde). On s'explique ainsi que cette augmentation de masse ait pu si longtemps passer inaperçue. La correction à introduire pour les vitesses usuelles est absolument négligeable. Mais il n'en est plus de même dans un tube à rayons cathodiques. On a pu vérifier que la masse apparente des électrons suit la loi indiquée plus

haut, si bien que précisément, au lieu de les mettre en échec, les expériences faites sur les rayons cathodiques sont venues vérifier avec précision les théories modernes.

Voici, d'ailleurs, d'après Stinchfield, les vitesses des électrons pour quelques chutes de tensions :

Volts	km/s	Volts	km/s	Volts	km/s	Volts	km/s
1	595	50	4 210	1 000	18 800	100 000	164 000
5	1 330	100	5 950	10 000	58 600	1 000 000	284 000
10	1 880	500	13 300				

L'erreur donnée par la formule est inférieure à 0,5 % au-dessous de 300 volts.

IV. Microscope électronique.

Une application un peu inattendue des rayons cathodiques a été faite sous le nom de *microscope électronique*. On sait qu'il est impossible d'augmenter le grossissement au delà de certaines limites. Mais cette limitation n'existe pas si on remplace les rayons lumineux par des rayons cathodiques. La source de lumière est remplacée par une cathode. Les diverses lentilles sont remplacées par des bobines produisant des champs magnétiques convenables. Il y a ainsi une bobine *condensateur*, une bobine *objectif*, une bobine *oculaire* qui projette l'image virtuelle formée sur un écran luminescent ou directement sur une plaque photographique.

Une grosse difficulté, c'est que l'objet à examiner doit présenter des différences d'opacité aux rayons cathodiques. D'autre part, il est soumis à un bombardement électronique qui le détruit rapidement. Cette technique n'a point dit son dernier mot, on envisage dès aujourd'hui, la possibilité de pouvoir construire des instruments donnant des grossissements linéaires de 40 à 50 000.

V. Concentration dans le tube à rayons cathodiques.

Les trajectoires électroniques d'un faisceau, primitivement parallèles, sont soumises à deux actions opposées : 1° elles tendent à s'écarter parce qu'elles constituent des charges électriques de même signe (loi de Coulomb); 2° elles tendent à se rapprocher en vertu d'une action électromagnétique. En effet, deux courants parallèles de même sens s'attirent. La première action est indépendante de la vitesse des électrons. La seconde dépend de l'intensité de courant et, en conséquence, de la vitesse.

On peut montrer que les deux actions s'équilibreraient exactement s'il était possible de communiquer aux électrons une vitesse égale à celle de la lumière. Ce résultat est, naturellement, impossible à obtenir (théorie de la relativité). Toutefois, la répulsion résultante tend à devenir d'autant plus faible que la vitesse électronique est plus grande, c'est-à-dire qu'une tension plus élevée est appliquée sur l'anode. Cela explique pourquoi la concentration est meilleure quand on augmente la tension anodique.

Chapitre XIX *bis*

OPTIQUE ÉLECTRONIQUE

(COMPLÉMENTS)

NOTIONS ÉLÉMENTAIRES D'OPTIQUE ÉLECTRONIQUE.

368-1. Généralités. L'optique ordinaire étudie le comportement de la lumière à travers différents milieux de propagation. La déviation des rayons lumineux est obtenue en utilisant des milieux d'indice de réfraction différent, délimités par des surfaces géométriques quelconques (dioptre). La déviation dépend, en général, du rayonnement.

Les instruments d'optique, si compliqués soient-ils, utilisent trois opérations fondamentales.

1° *Focalisation*, qui consiste à contraindre un faisceau de rayons à venir passer par un point, une ligne ou une surface géométriquement défini ;

2° *Dispersion*, qui consiste à résoudre un faisceau complexe en ses composantes les plus simples. En somme, on analyse la composition du faisceau ;

3° *Réglage d'intensité.*

C'est *Hamilton*, astronome irlandais du XIXe siècle, qui remarqua que la trajectoire d'un point matériel dans un champ de forces pouvait être comparée à celle d'une onde dans un milieu de propagation. Cette proposition est la base même de l'optique électronique.

Des électrons en mouvement sont assimilables à des rayons lumineux. On peut provoquer leur déviation soit au moyen de champs électriques, soit au moyen de champs magnétiques.

La théorie de la *Mécanique ondulatoire* (*de Broglie*) a précisé ces notions. Elle a montré que les notions d'*ondes* et de *corpuscules* sont inséparables, ou, plus exactement, qu'elles sont deux aspects différents de la même réalité physique. Dans certaines conditions, un rayon lumineux présente un caractère corpusculaire indiscutable, de même qu'un rayon cathodique peut se manifester par des phénomènes stric-

tement ondulatoires (interférences).

En appliquant ces idées, on peut fonder une *optique électronique* calquée sur le modèle de l'optique ordinaire. Ce point de vue s'est montré extrêmement fécond. Cette nouvelle branche de la physique se développe chaque jour davantage. Les applications pratiques sont très nombreuses et s'étendent dans les domaines les plus divers. Nous ne pouvons en citer que quelques-unes :

— Perfectionnements importants dans la construction et l'utilisation des tubes multi-électrodes;

— Perfectionnements dans la construction et l'utilisation des tubes à rayons cathodiques et des tubes à rayons X;

— Création d'appareils nouveaux : tubes à modulation de vitesse, cameras de télévision, spectrographe de masse, multiplicateurs d'électrons, microscopes électroniques pour l'étude des cathodes, hypermicroscopes ;

— Étude des structures moléculaires au moyen des diagrammes de diffraction électronique, etc...

368-2. Différences avec l'optique des rayons lumineux. L'optique électronique présente de nombreuses analogies avec l'optique classique, mais il y a aussi des différences qu'il convient de souligner. Un corpuscule de masse m, se déplaçant à une vitesse v, est, d'après la théorie de la mécanique ondulatoire, assimilable à une onde dont la longueur est

$$\lambda = \frac{h}{mv},$$

expression dans laquelle h est la constante de Planck, qui vaut

$$6{,}55\,10^{-27}\ \text{C. G. S.}$$

Dans ces conditions, la *quantité de mouvement* mv correspond à la fréquence dans l'optique lumineuse. Or la fréquence, quantité homogène à l'inverse d'une durée, est une grandeur bien caractéristique d'un rayonnement, alors que la quantité de mouvement est un produit de deux facteurs, jouant un rôle parfaitement symétrique. Il résulte de cela que des corpuscules de masse différente et de vitesse différente pourront se comporter exactement de la même manière. Il suffira que le rapport des vitesses soit inverse du rapport des masses.

Une autre différence importante, c'est le fait qu'on dispose de deux moyens distincts pour agir sur un rayon électronique ou ionique :

champ magnétique ou *champ électrique*. Mais ces deux actions ne sont pas symétriques. Il y a toujours échange d'énergie entre le champ électrique et le corpuscule (d'où il résulte toujours pratiquement une modification de vitesse du corpuscule). L'action du champ magnétique se produit sans échange d'énergie, c'est-à-dire sans modification de vitesse.

368-3. Focalisation ou concentration. Il s'agit d'obtenir qu'un faisceau primitivement divergent vienne passer par un point, ou un lieu géométrique quelconque. Par exemple, dans le tube à rayons catho-

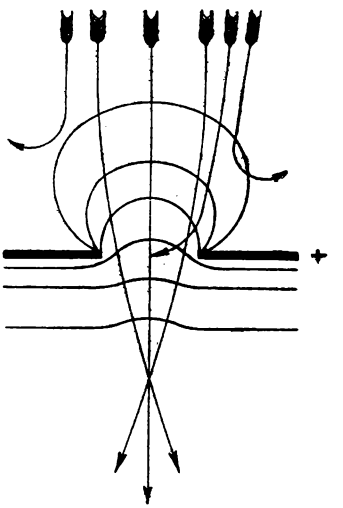


Fig. 279

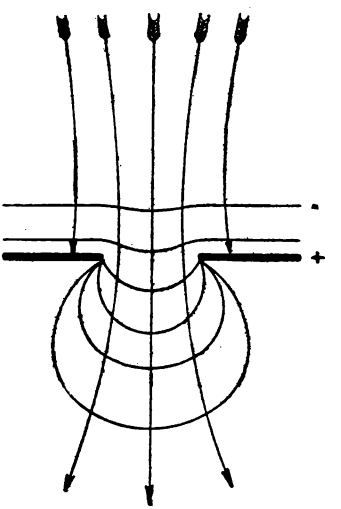


Fig. 280

diques, les rayons divergents, issus de la cathode, doivent venir passer par un point déterminé de l'écran.

Ce résultat est obtenu au moyen de systèmes que l'on désigne sous le nom de « lentilles », par analogie avec les lentilles qu'on emploie en optique ordinaire. Cette analogie est particulièrement nette avec les lentilles électrostatiques. Mais la notion optique de *surface dioptrique* est remplacée par celle de *surface équipotentielle*.

368-4. Lentilles électrostatiques. La plus simple est constituée par un « trou » circulaire dans un plan conducteur ou, en d'autres termes, par un diaphragme. L'allure des surfaces équipotentielles est indiquée

figure 279 quand le diaphragme est négatif. On voit immédiatement qu'il agit comme une lentille convergente. En même temps, il y a freinage des électrons ; ceux qui passent au voisinage des bords peuvent même être refoulés en arrière ou arrêtés.

Si le diaphragme est positif, il agit comme une lentille divergente en même temps qu'il accélère les électrons du faisceau (fig. 280).

Dans ce cas, certains électrons sont naturellement captés par le

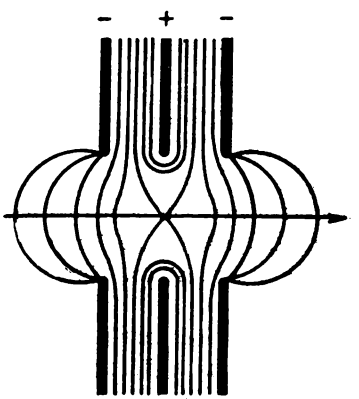


Fig. 281

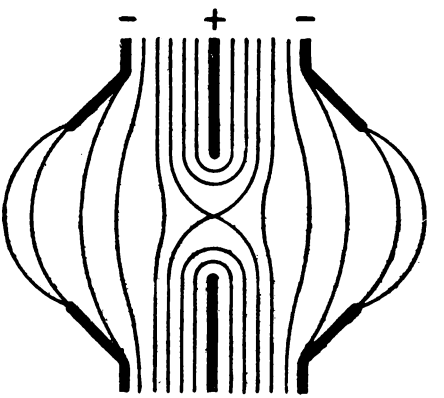


Fig. 282

diaphragme. Les formules générales des lentilles optiques sont applicables, et, en particulier, la relation classique :

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{p'} = \frac{1}{f},$$

dans laquelle p est la distance lentille-objet, p' la distance lentille-image et f la distance focale. On peut faire exactement les mêmes conventions de signes qu'en optique.

On notera cependant qu'en optique la surface dioptrique est une surface *matérielle*, séparant deux milieux différents. *L'indice de réfraction* présente une discontinuité au moment où le rayon traverse cette surface.

En optique électronique, il n'y a pas de surface dioptrique matérielle. Il y a, pourrait-on dire, une infinité de surfaces dioptriques idéales, puisqu'il s'agit de surfaces équipotentielles. On peut faire varier la forme de ces surfaces d'une manière continue, en agissant sur

le rapport des tensions. De plus, la grandeur qui correspond à l'indice de réfraction varie en chaque point.

Mais on remarquera qu'il est extrêmement commode de faire varier la convergence d'une lentille en agissant sur une tension.

Enfin, les irrégularités de surface, si fréquentes en optique classique, n'existent pas en optique électronique.

La lentille que constitue un simple trou doit être considérée comme

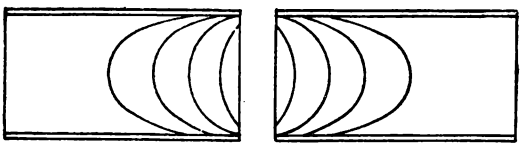


Fig. 283

une *lentille mince*, c'est-à-dire de faible convergence. On peut réaliser l'équivalent de lentilles épaisses, au moyen de plusieurs diaphragmes successifs, entre lesquels on applique certaines tensions. Nous en donnons des exemples fig. 281 et fig. 282

On peut aussi utiliser des électrodes en forme de cylindre disposées sur le même axe, de même diamètre, ou de diamètre différent. C'est

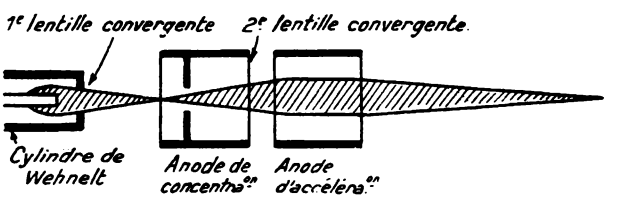


Fig. 284

un système particulièrement répandu dans la construction des oscillographes et des tubes de télévision (fig. 283).

On notera que toutes ces combinaisons utilisant plusieurs diaphragmes, ou plusieurs électrodes, sont nécessairement *convergentes*.

368-5. Application à l'oscillographe à concentration électrostatique (fig. 284). — Les remarques précédentes permettent de mieux comprendre la fonction des différents électrodes d'un tube à rayons cathodiques.

En plus de ses autres fonctions, le cylindre de Wehnelt, diaphragme négatif, est une lentille convergente (fig. 279) qui concentre le faisceau

divergent de la cathode dans le diaphragme d'anode. Cette action évite que de nombreux électrons soient captés par l'anode, produisant ainsi un inutile courant anodique.

L'anode, si elle était seule, serait une lentille divergente, mais elle est associée avec une seconde anode cylindrique. L'ensemble constitue une lentille convergente dont la distance focale dépend du rapport de tension entre les deux anodes. Le réglage dit de *concentration* agit précisément sur ce rapport.

On comprend d'après cela que le « spot » projeté sur l'écran ne soit pas autre chose que *l'image électronique de la cathode.* Il y a donc un

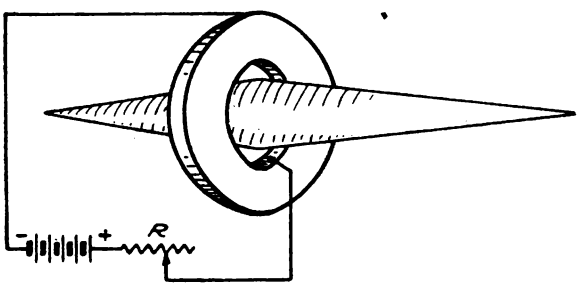


Fig. 285

intérêt évident à utiliser des cathodes de dimensions aussi réduites que possible.

368-6. Lentilles électromagnétiques.— Une lentille électromagnétique est constituée simplement par une bobine, traversée par du courant continu (fig. 285). La distance focale dépend du nombre de spires et de l'intensité de courant, c'est-à-dire du nombre d'ampères-tours.

Les formules générales de l'optique peuvent encore s'appliquer. Il y a cependant aussi des différences notables. C'est ainsi, par exemple, que l'image donnée de la cathode, au lieu d'être droite ou complètement renversée, peut subir une rotation quelconque. La grandeur de l'angle de rotation dépend, en particulier, de l'épaisseur de la bobine.

L'image de la cathode peut être projetée sur l'écran au moyen d'une lentille électromagnétique. C'est une simple bobine, enfermée dans un boîtier magnétique, placée autour du col du tube. On règle la finesse du spot — c'est-à-dire la distance focale de la bobine — en agissant sur le courant continu qui traverse l'enroulement.

La construction du tube à rayons cathodiques est aussi notablement simplifiée.

A l'heure actuelle, l'emploi d'une bobine de concentration est pratiquement abandonné. Il est en effet, beaucoup plus simple d'utiliser des anneaux aimantés. Les progrès accomplis dans la fabrication des céramiques magnétiques (Ferroxdur) ont permis d'obtenir ce résultat.

La lentille de concentration est alors constituée par deux anneaux aimantés montés en opposition. On règle la distance focale en déplaçant les aimants parallèlement à eux-mêmes.

On constitue ainsi une lentille épaisse — ce qui permet d'obtenir une concentration parfaitement uniforme.

368-7. Tube d'oscillographie et de Télévision. — Le tube d'oscillographie est presque toujours un tube à concentration et à *déviation électrostatique*. Il comporte ainsi :

a) cathode ;
b) cylindre de Wehnelt ;
c) anode de concentration ;
d) anode d'accélération ;
e) plaques de déviation horizontale ;
f) — verticale,

et, éventuellement, une électrode de post-accélération pour améliorer la finesse du spot et la brillance. Les tensions utilisées sont généralement inférieures à 5 kV.

Le tube pour Télévision, utilise toujours une tension d'accélération très élevée (de 12 à 17 kV). Il est nécessaire qu'il en soit ainsi pour obtenir sur l'écran un spot à la fois très fin et très brillant.

Mais l'augmentation de tension accélératrice diminue la sensibilité :

a) d'une manière inversement proportionnelle à cette tension pour un tube à déviation statique,
b) d'une manière inversement proportionnelle à la *racine carrée* de cette tension s'il s'agit d'un tube à déviation électromagnétique.

Dans ces conditions, l'emploi d'un tube à déviation statique devient impraticable : il faudrait disposer de tensions de déviation beaucoup trop élevées. En conséquence, le tube pour télévision *est toujours un tube à déviation électromagnétique.*

Il comporte généralement :

a) cathode ;

b) cylindre de Wehnelt ;

c) électrode de pré-concentration (A1) (450 V) ;

d) électrode d'accélération (12 à 17 kV).

Il est muni d'une disposition spéciale dite « piège à ions » qui évite le bombardement de l'écran par les ions négatifs lourds formés dans la cathode.

La concentration est, soit magnétique (aimants) soit statique. Dans ce dernier cas, la tension de concentration appliquée sur une électrode spéciale, est réglée une fois pour toutes. Elle est comprise entre 0 et 450 volts, suivant les cas.

368-8. Tubes à projection. — Ce sont des tubes à petit écran, mais étudiés pour supporter des tensions d'accélération extrêmement élevées : de 25 à 100 kV.

L'image de petites dimensions ainsi obtenue, très brillante, est projetée optiquement sur un écran, soit à l'aide de lentilles spéciales, soit à l'aide d'un miroir concave corrigé (optique de Schmidt).

368-9. Dispersion d'un faisceau de corpuscules. Spectrographe de masse. Un faisceau hétérogène peut comporter des corpuscules de masse et de vitesse différentes. Le problème est de l'analyser, c'est-à-dire de déterminer sa composition.

En optique lumineuse, le problème correspondant est l'analyse

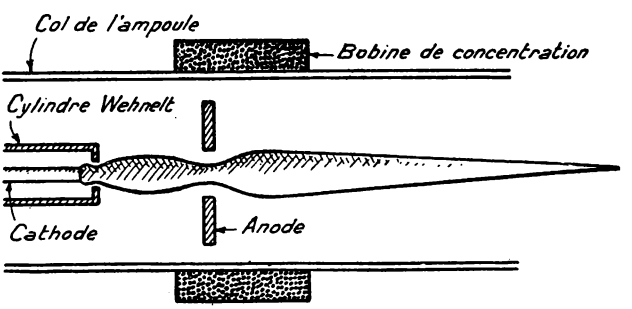


Fig. 286

spectrale d'un faisceau, qui consiste à en classer les composantes d'après leur *longueur d'onde* ou leur *fréquence*. Les instruments utilisés sont des *spectrographes* ou des *spectromètres*. Ils sont généralement

basés sur l'emploi d'un prisme ou d'un réseau de diffraction.

Nous avons déjà montré plus haut que le problème est plus compliqué en optique électronique, par suite du rôle symétrique que jouent la masse et la vitesse.

Il faut remplacer l'unique opération du spectromètre par deux opérations successives. On utilise le fait que la vitesse des corpuscules n'intervient pas de la même façon suivant qu'il s'agit d'une déviation électrostatique ou d'une déviation électromagnétique.

On opère donc, en somme, d'abord un classement d'après la vitesse, puis un classement d'après le rapport e/m ; c'est-à-dire d'après la masse. Tel est le principe des dispositifs appelés *spectrographes de masse*, dont nous donnons un schéma très simplifié figure 287

Le principe a été étudié d'abord par *Thomson*, puis par *Aston* et par *Dempster*. C'est grâce aux premiers spectrographes de masse qu'on a reconnu que les éléments chimiques, ou corps simples, étaient très souvent des mélanges de corps ayant rigoureusement les mêmes propriétés chimiques, mais dont les propriétés physiques sont légèrement différentes. Les conséquences de cette découverte sont considérables.

Les modèles actuels de spectrographes de masse permettent la

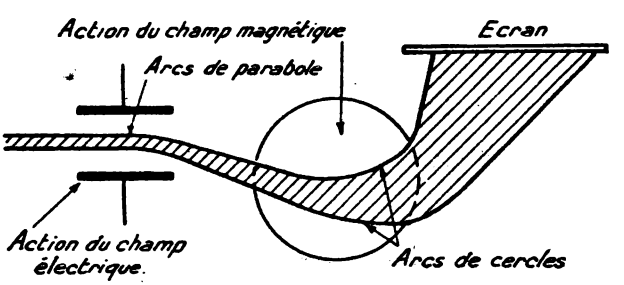


Fig. 287

détermination rapide des masses atomiques avec une erreur inférieure au $\frac{1}{10\,000}$.

368-10. Réglage d'intensité d'un faisceau. En optique, le procédé usuel est d'agir sur *l'ouverture*, c'est-à-dire le diamètre d'un diaphragme. On ne peut obtenir une variation continue qu'au prix d'une complication mécanique assez grande (diaphragme iris).

Tout est beaucoup plus simple en optique électronique. Nous avons déjà relevé plus haut qu'un diaphragme négatif éliminait les rayons

marginaux, c'est-à-dire ceux qui passent au voisinage des bords du diaphragme.

En appliquant une tension négative de plus en plus grande, on augmente la convergence de la lentille, en même temps qu'on élimine de plus en plus de corpuscules.

Ainsi s'explique le rôle exact du cylindre de Wehnelt dans un tube à rayons cathodiques. On comprend pourquoi le réglage *d'intensité* réagit sur le réglage de *concentration*.

Quand une certaine tension négative est atteinte, tous les corpuscules sont refoulés en arrière. Tout se passe comme si le diaphragme était fermé ou, plus exactement, comme s'il était remplacé par un miroir.

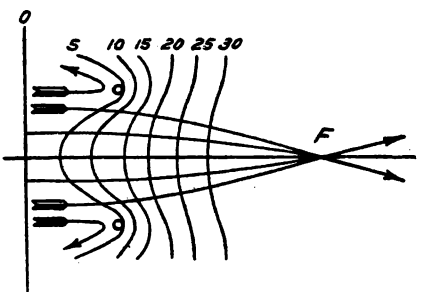


Fig. 288

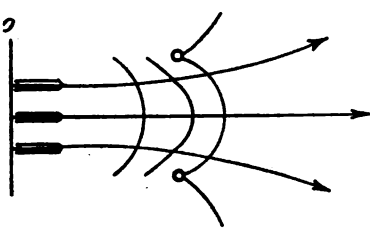


Fig. 289

Un résultat à peu près semblable est obtenu si l'on remplace le diaphragme par un réseau chargé, c'est-à-dire par une grille, portée à un potentiel défini. Considérons, par exemple, un faisceau de corpuscules se déplaçant parallèlement avec la même vitesse (fig. 288). Les électrons qui passent au voisinage immédiat d'un barreau seront plus fortement repoussés que les autres. Les électrons qui passent dans l'axe de deux barreaux consécutifs ne sont pas déviés.

Il résulte de cette action que le faisceau se trouve concentré sur certaines lignes focales (région F).

Si la tension négative est plus grande, l'action de concentration se trouve accentuée ; en même temps, certains électrons sont éliminés.

Enfin, en rendant la grille plus fortement négative, tous les électrons sont repoussés.

Par contre, une grille positive agit comme une lentille divergente (fig. 289) en même temps qu'elle communique une accélération supplémentaire aux électrons.

CHAPITRE XX

LA TÉLÉVISION [1]

369. Généralités. — Entre la transmission d'une image et celle d'un son, il existe une différence fondamentale très importante. Alors qu'un son est un phénomène étendu *dans le temps*, une image est un phénomène étendu *dans l'espace*. Tous les points d'une image se *forment simultanément* sur notre rétine.

Si nous considérons qu'une image est faite d'un certain nombre de points, il semble donc que la télévision ne puisse exister qu'à condition de transmettre simultanément *tous les points* de l'image.

Toutefois, un phénomène physiologique permet d'apporter une correction à cet examen trop absolu. Lorsque notre rétine a été impressionnée par une image, elle conserve la sensation pendant un temps appréciable : c'est le phénomène de la *persistance des impressions rétiniennes*. C'est grâce à lui que le cinématographe et la télévision sont possibles.

Dans le cinématographe, on projette sur l'écran des images successives. La mémoire physiologique de la rétine relie ces images entre elles et en fait un déroulement ininterrompu. Mais la projection de tous les points d'une image est encore simultanée.

En télévision, ce système ne pourrait être envisagé que si chaque point de l'image était transmis par un émetteur séparé. Or, on a reconnu que pour obtenir une bonne image, il fallait la diviser en plusieurs dizaines de milliers de points. Le système est donc impraticable.

On profitera encore de la mémoire rétinienne. Une image sera formée par une série de points *transmis successivement*. On peut déjà se douter que cette exploration de l'image devra se faire avec une rapidité extraordinaire.

En effet, pour que l'œil ait la sensation d'un mouvement continu il est nécessaire de transmettre au moins 25 images par seconde. Cela donne donc un maximum de 1/25 de seconde pour la transmission d'une image, comportant des dizaines de milliers de points. Encore cette durée

(1) Il ne peut être question de traiter ici de toute la technique de la télévision. Après cette initiation, le lecteur pourra se procurer notre ouvrage : *Traité de Réception de la Télévision*, un volume de 240 pages, et *l'Art du Dépannage en Télévision*, un volume de 192 pages, Editions Chiron, Paris.

est-elle plus réduite parce qu'il est nécessaire de transmettre aussi des signaux dits de *synchronisation*.

369 bis. Analyse et définition de l'image.– Puisqu'il s'agit de transmettre *successivement* tous les points de l'image, il faut adopter une méthode de division. Tous les systèmes semblent avoir adopté aujourd'hui la division en lignes légèrement obliques sur l'horizontale. On commence, par exemple, l'exploration de A en B (fig. 290) puis, on reprend de C en D, de E en F, etc...

Quand l'image est entièrement explorée (YZ) on recommence au point A de l'image suivante.

Dans certains systèmes dits « interlignés » ou à « lignes entrelacées », l'image suivante n'est pas explorée de la même manière. On fait en sorte que les lignes d'exploration viennent s'intercaler entre les premières.

Il est facile de comprendre qu'une image sera d'autant meilleure et comportera d'autant plus de détails que l'exploration comportera plus de lignes. On dira alors que la *définition* du système est plus grande. Chaque ligne est un renseignement qu'on fournit pour reconstituer l'image; plus le nombre en sera grand et plus l'image sera bonne. Mais chaque renseignement complique aussi les difficultés de la transmission.

Dans les premiers essais de télévision, l'image a été découpée en 30 lignes. La reproduction était alors tout à fait insuffisante. On passa successivement à 60, 120, 180, 360 lignes.

370. Nombre de points et fréquence. — Les renseignements qu'il s'agit de transmettre pour reconstituer un point de l'image sont de deux sortes :

a) il faut *situer* le point sur l'écran;

b) il faut définir son *intensité* lumineuse. Nous avons déjà indiqué qu'au renseignement « spatial » on avait substitué un renseignement *dans le temps*. Pratiquement, nous saurons que le point P (fig. 290) est transmis un certain temps, très court, d'ailleurs, après le commencement de transmission de l'image.

Un signal spécial dit *de synchronisation* nous avertira du commencement de l'image. Nous saurons donc à quel moment sera transmis le point P. L'intensité du courant, *à ce moment-là*, nous permettra de fixer son intensité lumineuse.

En réalité, cette mesure du temps se fait automatiquement. Il suffit que le balayage de l'image à l'émission commande automatiquement et, en synchronisme, le balayage de l'écran à la réception.

Le premier renseignement sur chaque point étant déterminé il reste

à fixer le second. Il est simple de définir son intensité lumineuse par l'amplitude de la tension reçue à ce moment-là. La variation de brillance se traduira donc, en définitive, par *la modulation de l'émission, en amplitude.*

Il est relativement facile de déterminer la largeur de bande produite par la modulation de courants téléphoniques. Un artifice simple va nous permettre de calculer cette largeur dans le cas de la télévision.

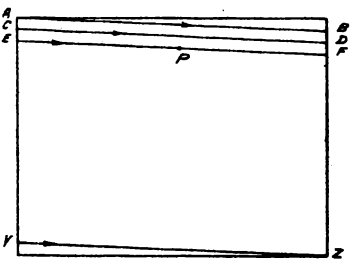


Fig. 290

Considérons tous les points d'une image. Leur éclat ou leur brillance oscille entre deux extrêmes dont l'un est le noir, ou l'absence complète de lumière, et l'autre le blanc pur. La variation entre deux points consécutifs peut être faible ou grande. Le cas extrême sera évidemment celui qui correspondra au passage sans transition du noir au blanc.

Le nombre de points dans le sens vertical est déterminé par le nombre de lignes. Il est logique de considérer que la *définition* horizontale est la même. Cela nous permet de calculer facilement le nombre de points d'une image.

Soit l le nombre de lignes. Si H est la hauteur de l'image, et L la longueur, on a évidemment :

$$\text{nombre de points} = l \times l \times \frac{L}{H} \text{ ou } \frac{l^2 L}{H}$$

L/H étant le format.

Le cas extrême, le maximum de difficultés de transmission, qui demandera le maximum de « renseignements » sera évidemment celui où *tous les points successifs seront aussi différents que possible les uns des autres.* L'image serait, dans ce cas, un damier à carreaux noirs et blancs, comportant autant de cases qu'il y a de points à transmettre.

Par convention, au-dessous d'une certaine amplitude nous obtiendrons du *noir* et au-dessus de cette valeur moyenne, du blanc. Il résulte de cette observation qu'une seule période de modulation suffira pour transmettre deux carrés successifs (fig. 290 *bis*).

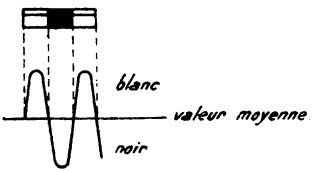


Fig. 290 *bis*

Dans ce cas extrême, le nombre de périodes pour transmettre une image sera donc :

$$\frac{1}{2} l^2 \frac{L}{H}$$

Et s'il y a N_i images par seconde, nous aurons en une seconde :

$$\frac{1}{2} N_i \times l^2 \frac{L}{H} \text{ périodes/seconde ou hertz.}$$

Avec les définitions actuelles on arrive à des bandes de fréquences d'une largeur considérable.

Appliquée au standard français actuel de 819 lignes et de 25 images complètes par seconde, cette formule conduit à une largeur de bande d'environ :

11,5 Mégahertz

pour la seule transmission de l'image. Il faut naturellement ajouter encore la bande nécessaire pour transmettre le son.

371. Analyse entrelacée. — Dans la projection cinématographique la cadence de transmission est de 24 images par seconde.

Sur un écran très brillant, cette fréquence s'accompagne alors d'une impression désagréable de papillottement. On réduit ce phénomène en prévoyant une interruption de lumière au milieu de la projection d'une image. En réalité, il y a donc 48 obturations de lumière par seconde.

Cette disposition n'est naturellement pas applicable à la télévision. On peut cependant obtenir le même résultat en utilisant *l'analyse entrelacée* ou *interlignée*.

On en comprendra le principe en examinant la figure 291. Au lieu d'explorer successivement toutes les lignes, on commence par l'analyse des lignes de rang impair : 1, 3, 5, etc.

Quand le point explorateur est parvenu à la dernière ligne impaire, on procède à l'analyse des lignes paires : 2, 4, 6, etc.

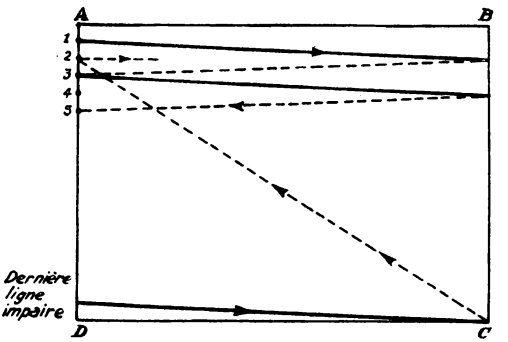


Fig. 291

Ainsi l'image complète est analysée en *deux trames*. Il en résulte que la fréquence de la base de temps provoquant le déplacement vertical du spot est double de la fréquence d'image.

L'entrelacement correct est obtenu au moyen de signaux de synchronisation spéciaux dont le détail sera donné plus loin.

372. Forme de signaux. — L'exploration de l'image est obtenue par la combinaison de deux mouvements, correspondant à des intensités en dent de scie :

1° *Déviation horizontale.*

Elle s'effectue à la « fréquence des lignes ».

Pour le standard français, qui comporte 819 lignes et 25 images complètes (en deux trames) c'est donc :

$$819 \times 2 \times 25 = 20\,475 \text{ hertz.}$$

Pour le standard européen ou C.C.I.R. qui comporte 625 lignes, ce serait 15 750 hertz.

2° *Déviation verticale.*

La fréquence est de :

$$25 \times 2 = 50 \text{ hertz}$$

Il y a intérêt à choisir exactement la fréquence du secteur d'alimentation pour éviter certaines interférences. C'est pour cette raison

qu'aux États-Unis, la fréquence de balayage vertical a été choisie de 60 hertz.

Pour maintenir le synchronisme absolu entre l'exploration de l'image et le spot du tube récepteur, il est indispensable de prévoir des *signaux de synchronisation*. Ceux-ci sont transmis sous forme d'impulsions. Ils se distinguent, entre eux, par leur durée.

Ils diffèrent des signaux « lumière » (ou video) parce que leur amplitude est inférieure à celle qui correspond au *noir* de l'image. On dit qu'ils sont « *plus noirs que le noir* », ou mieux, dans l'*infra-noir*.

373. Signal « ligne ». — D'autre part, le retour du spot, aussi bien à l'émission qu'à la réception, ne peut être instantané. Il faut donc

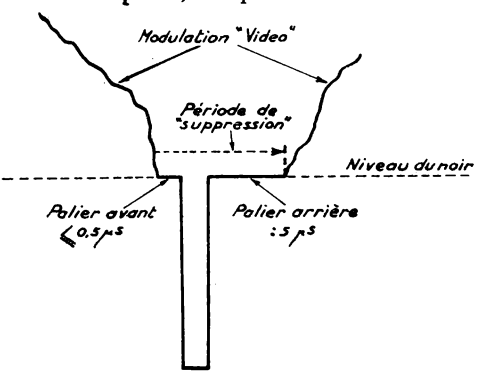


Fig. 292

prévoir un certain délai, à la fin de chaque ligne, et à la fin de chaque trame. Ces intervalles, pendant lesquels les signaux, « video » cessent d'être transmis portent le nom de « *périodes d'effacement* » ou de « *suppression* » (en anglais : blanking). C'est pendant ces périodes que sont transmis les signaux de synchronisation.

Dans le standard français, la période d'effacement horizontal est d'environ 9 microsecondes, le signal de synchronisation proprement dit est constitué par une impulsion d'une durée de 2,5 microseconde.

L'intervalle de synchronisation se présente ainsi comme nous l'indiquons (fig. 292). La durée exacte de l'intervalle de suppression dépend du niveau de lumière à la fin de la ligne.

374. Signal « trame ». — La période d'effacement de « trame » est de 20 000 microseconde. Elle correspond, par conséquent, à 41 lignes durant lesquelles aucune information « lumière » n'est transmise. Pendant

cette période, les signaux de synchronisation « ligne » sont transmis normalement.

Il en résulte que le nombre de lignes qui constituent l'image visible n'est pas de 819, mais de : 819 — 41 soit 737 lignes.

Le palier « avant » du signal de synchronisation pour les trames est constitué par 3 lignes noires (sans modulation video). Le signal proprement dit est une impulsion large, d'une durée de 20 microsecondes. Le palier « arrière » est constitué par 38 lignes noires.

Pour obtenir l'entrelacement, la modulation de lumière est interrompue au milieu de la dernière ligne (ligne n° 407) et elle reprend, au milieu de la ligne 449 — laquelle se trouve ainsi reportée au-dessus de la ligne n° 1. Le signal de synchronisation de la seconde trame se produit à la fin de la ligne n° 819 — et constitue la fin de transmission de l'image complète.

375. Sens de la modulation. — Le standard français est à *modulation positive de lumière.* Cela veut dire qu'une augmentation de brillance correspond à une augmentation d'amplitude instantanée de l'onde

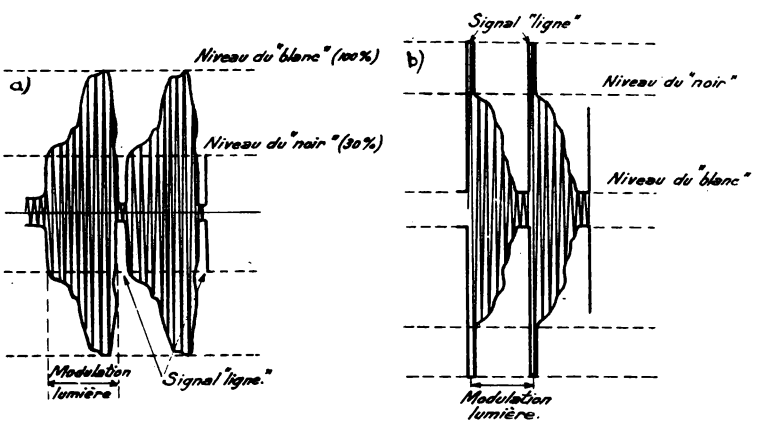


Fig. 293

porteuse. Les signaux de synchronisation correspondent pratiquement à des coupures de l'onde porteuse (fig. 293 *a*), la profondeur de modulation étant, à ce moment-là, pratiquement de 100 %. Le standard « européen » ou C.C.I.R. qui est une adaptation du standard américain est à *modulation négative de lumière* avec 625 lignes (fig. 293 *b*). Une augmentation de brillance correspond à une diminution d'amplitude. Les signaux de synchronisation correspondent alors au maximum d'amplitude instantanée de l'onde porteuse.

376. Caractéristiques des canaux français. — Les émissions françaises sont effectuées, soit dans la bande II (41 à 68 MHz) soit dans la bande III (162-216 MHz). Les bandes allouées au gouvernement français ont été divisées en un certain nombre de « canaux » d'une largeur totale de 13,15 mégahertz.

La modulation d'amplitude est adoptée en France, aussi bien pour l'image que pour le son. Pour réduire la largeur de bande nécessaire on ne transmet pas les deux bandes latérales correspondant à l'image, mais :

a) *une bande latérale complète,*

b) *l'onde porteuse image,*

c) *une bande latérale atténuée,* ne comportant pratiquement que les fréquences comprises entre 0 et 1 mégahertz.

Suivant que le numéro du canal est pair ou impair, c'est la bande latérale supérieure ou inférieure qui est coupée. La limite supérieure des fréquences transmises est de 10,40 mégahertz. Le son est transmis normalement en modulation d'amplitude avec les deux bandes latérales complètes. Les fréquences transmises s'étendent jusqu'à environ 15 kilohertz. L'écart entre la porteuse « image » et la porteuse « son » est de 11,15 mégahertz.

La fréquence porteuse « son » est supérieure à la fréquence porteuse image dans les canaux impairs et c'est l'inverse pour les canaux pairs.

Ex. : Canal 8 A (Paris)

Porteuse image	Porteuse son
185,25 MHz	174,10 MHz

Canal 9 (Bourges)

190,30 MHz	201,45 MHz

Nous donnons figure 294 l'aménagement d'un canal portant un numéro pair. Celui d'un canal de numéro impair serait exactement symétrique.

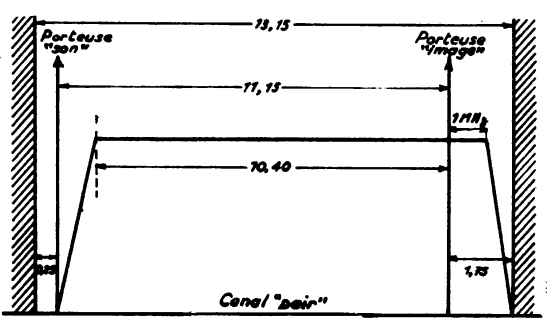


Fig. 294

Les émissions C.C.I.R. ou européennes (Suisse, Allemagne, Italie, Pays Nordiques, Belgique (langue flamande), Pays-Bas, Europe Centrale et U.R.S.S.) sont placées dans un canal de 7 MHz. Le son est transmis en modulation de fréquence. La modulation de lumière est négative.

PRINCIPE DE L'ÉMETTEUR

377. Prise de vues. — Au début de la télévision, l'analyse de l'image s'effectuait par l'intermédiaire d'une cellule photoélectrique et d'un dispositif d'exploration mécanique. La sensibilité était très faible. En effet, la durée d'exploration d'un point étant très petite, l'énergie électrique libérée pendant cet intervalle ne peut être qu'infime. Il n'était possible d'obtenir des prises de vue que sous un éclairage formidable.

L'emploi d'une exploration mécanique est incompatible avec une analyse à haute définition.

Les deux éléments qui ont permis le développement actuel de la télévision sont :

a) analyse purement électronique, par déplacement d'un faisceau d'électrons, exactement comme dans un tube à rayons cathodiques;

b) Tube analyseur, traducteur lumière/courant, utilisant le principe de l'*intégration*.

Ce principe est le suivant :

L'image optique est projetée *en permanence* sur une surface photosensible dont chaque élément peut être considéré comme une cellule photoélectrique microscopique, en liaison avec un condensateur (fig. 295).

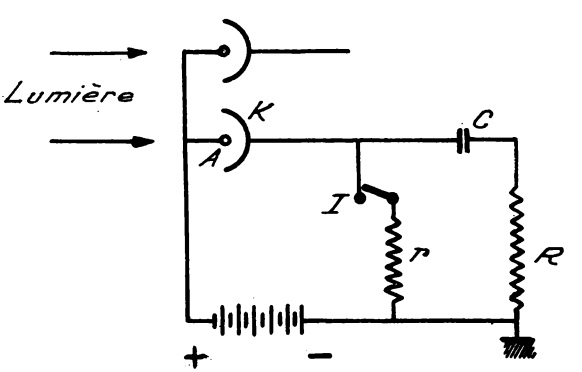


Fig. 295

Ainsi le condensateur se charge plus ou moins suivant l'intensité lumineuse du point d'image qui correspond à l'élément photosensible. Les condensateurs élémentaires sont déchargés par le passage d'un faisceau cathodique équivalent à la fermeture de l'interrupteur I. Ainsi la résistance R, commune à tous les éléments photoélectriques, est parcourue par une intensité de courant proportionnelle à l'éclairement du point d'image correspondant.

La quantité d'électricité libérée par l'analyse d'un élément ne correspond plus ainsi à la durée d'exploration d'un point, *mais à l'intervalle qui sépare deux explorations successives.*

La sensibilité est considérablement accrue. Tel est le principe de l'*Iconoscope*, inventé par Zworykin.

On utilise, à l'heure actuelle le « Super-iconoscope », perfectionnement du précédent dont le principe est indiqué sur la figure 296.

Un autre tube, encore plus perfectionné, utilise un faisceau d'électrons ralentis au voisinage de la cible subissant l'exploration (Tube image-orthicon). La sensibilité est suffisante pour effectuer des prises de vue avec des éclairages extrêmement faibles.

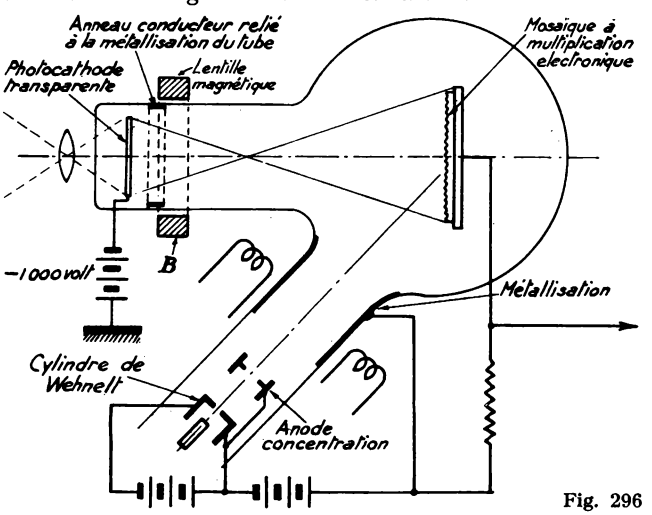


Fig. 296

378. Émetteur de Télévision. — Nous avons représenté figure 297 un schéma synoptique très simplifié d'un émetteur de télévision.

Il comporte :

a) *Générateur de signaux.*

Ce générateur commande les balayages horizontaux et verticaux de la caméra et fournit les signaux d'effacement et de synchronisation.

Il comporte un oscillateur de base dont la fréquence est rattachée à celle du secteur. Des signaux proprement dits sont obtenus par des démultiplications de cette fréquence. En opérant ainsi les diverses fréquences sont rigidement reliées entre elles et avec celle du secteur.

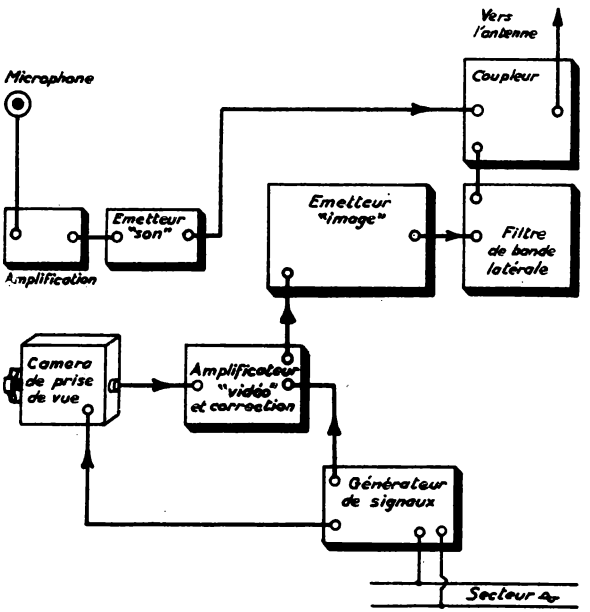


Fig. 297

b) *Caméra de prise de vue* comportant les dispositifs d'exploration, de correction et de préamplification.

Les signaux obtenus après amplification servent à la modulation d'amplitude de l'émetteur.

Un filtre permet l'élimination partielle d'une des bandes latérales.

L'émetteur « son », parfaitement orthodoxe est tout à fait indépendant. Les courants à haute fréquence fournis par les deux émetteurs sont transmis à une antenne unique par l'intermédiaire d'un coupleur permettant d'éviter les réactions des deux circuits et de les adapter correctement au câble alimentant le radiateur d'onde.

Celui-ci est conçu pour rayonner le maximum de puissance dans une direction horizontale. On évite ainsi d'envoyer, vers le zénith, du rayonnement qui serait perdu, puisque les ondes de la télévision ne sont pratiquement pas réfléchies par les couches ionisées. Le renforcement de puissance dans une direction horizontale est le « *gain d'antenne* ».

Il atteint normalement 10. Il en résulte qu'un émetteur classé comme fournissant 200 kilowatts n'est qu'un émetteur de 20 kilowatts... réels.

LA RÉCEPTION TV

379. Généralités. — Les signaux captés par le collecteur d'onde ont exactement la même forme que les signaux transmis dans le radiateur d'ondes. Ils comportent un certain nombre d'éléments ou « *informations* » qu'il faut séparer et utiliser dans des circuits appropriés.

1° *Son.*

Le son constitue une émission absolument séparée, qu'on pourrait parfaitement transmettre à un récepteur complètement indépendant. Il est toutefois intéressant de conserver certains circuits communs au « son » et à « l'image ». D'abord, dans un but de simplification, ensuite, parce que l'écart rigoureux de fréquence séparant les deux ondes porteuses permet de régler exactement les circuits « images » en ajustant le « son » de la manière classique.

2° *Signaux « Lumière ».*

Ces signaux, après amplification en haute et moyenne fréquence détection, et amplification à *video fréquence* permettent de moduler en intensité le faisceau électronique d'un tube à rayons cathodiques.

3° *Signaux de synchronisation.*

Ces informations permettent de situer exactement la position d'un point d'image sur l'écran du tube à rayons cathodiques. Elles se distinguent des précédentes par leur amplitude relative. On les sépare donc au moyen d'*un filtre d'amplitude.*

Celui-ci est suivi d'un *filtre de fréquence* qui permet de séparer les signaux de synchronisation « *trame* » des signaux de synchronisation « *ligne* ». Ces groupes de signaux sont utilisés pour asservir deux oscillateurs de relaxation qui fournissent les tensions de commande aux deux tubes amplificateurs de puissance de balayage.

Les intensités ainsi obtenues, transmises à des bobines de déflexion placées sur le col du tube à rayons cathodiques assurent la production de la trame.

La séparation des signaux de synchronisation s'effectue aujourd'hui à la sortie de l'amplificateur à *video fréquence.*

4° *Alimentation.*

Un téléviseur moderne comporte ainsi de 16 à 25 tubes amplificateurs dont plusieurs ont les caractéristiques de tubes de puissance. La consommation anodique atteint de 200 à 350 milliampères sous une tension de 170 à 250 volts. Le courant redressé est fourni, soit par des valves électroniques, soit par des redresseurs secs.

La tension d'accélération du tube traducteur d'image est comprise entre 12 et 17 kilovolts. L'intensité ne dépasse pas 150 à 200 microampères. Cette alimentation auxiliaire est fournie généralement par les circuits de balayage.

Le récepteur de téléviseur est essentiellement déterminé par la nécessité de présenter une bande passante très importante : de l'ordre de 8 à 10,5 mégahertz pour le standard français et de 4 à 5 pour le standard C.C.I.R. Une réduction de bande passante se traduit par une perte de détails de l'image. Celle-ci apparaît floue.

380. Les circuits d'entrée. — Le récepteur de télévision est nécessairement un changeur de fréquence. Il faut qu'il en soit ainsi si l'on veut pouvoir utiliser le même appareil pour la réception des canaux portant des numéros pairs ou impairs puisque, dans ces deux cas, la position relative des deux ondes porteuses et bandes latérales est symétrique.

Dans un cas on utilise une fréquence d'oscillation locale supérieure à celle qu'il s'agit de recevoir et, dans l'autre cas, inférieure.

Il est extrêmement important que le « bruit de fond » ou souffle du récepteur soit aussi faible que possible. Or, on peut montrer que ce souffle est déterminé par celui du premier étage amplificateur. Le facteur de souffle d'un étage changeur de fréquence étant toujours relativement important, il est intéressant de prévoir un étage préamplificateur d'entrée, même si le rapport d'amplification qu'il donne est faible.

C'est pour cette raison qu'on emploie toujours un étage d'entrée équipé par des tubes *triodes* spéciaux (ECC 84-6BQ7). Le montage classique est connu sous le nom de « *cascode* ».

L'impédance d'entrée d'un tube amplificateur aux fréquences de la télévision ne peut pas être considérée comme infiniment grande. Il s'en faut même de beaucoup. Il est nécessaire de réaliser l'adaptation entre le câble de descente et celle du circuit d'entrée.

381. Le changement de fréquence. — On utilise toujours pratiquement un changement de fréquence du type « additif », c'est-à-dire dans

lequel la tension incidente et la tension des oscillations locales sont toujours appliquées sur la même électrode. Il est ainsi possible d'obtenir un gain de conversion correct avec une tension d'oscillation relativement faible (2 à 3 volts).

Pour cette raison, l'emploi des tubes changeurs de fréquence classiques (heptode, triode-hexode, etc.) ne saurait convenir. D'ailleurs, l'élément triode fournissant les oscillations n'est pas étudié pour fonctionner à des fréquences aussi élevées.

On utilise couramment des tubes double-triodes (ECC 81) ou des tubes triode-pentodes spécialement étudiés (ECF 80).

Les circuits de préamplification et de changement de fréquence sont communs au son et à l'image.

382. Amplification de fréquence intermédiaire « Image ». — C'est en grande partie de l'amplificateur de fréquence intermédiaire que dépend la sensibilité du téléviseur. On peut démontrer que, pour un tube amplificateur donné, le produit du gain G par la bande passante B est une constante égale à :

$$GB = \frac{p}{2\pi C_t}$$

p étant la pente de la caractéristique et C_t la somme des capacités aux bornes du circuit de charge. Ces capacités sont :

a) capacité de sortie du tube C*kp*,

b) capacité d'entrée du tube suivant C*kg*,

c) capacité du circuit de liaison, du câblage, du support, etc.

Cette expression est le *facteur de mérite* du tube.

Il faut donc utiliser des tubes amplificateurs à grande pente et à faibles capacités. Les tubes EF 80, 6 CB 6, etc., ont été étudiés spécialement pour cela.

Il faut naturellement réaliser l'étage amplificateur de manière que les capacités parasites soient aussi faibles que possible. Le schéma de principe peut se ramener à la figure298.La capacité C est constituée par les capacités parasites et réparties inévitables.

L'accord au centre de la bande passante est obtenu par variation du coefficient de self-induction de L.

La résistance R est déterminée de manière à obtenir la largeur de bande nécessaire. On peut démontrer que :

$$B = f_o/Q$$

Q étant le coefficient de surtension dont la valeur est de $R/L\omega$ (dans le cas où R est en parallèle avec L), f_o est la fréquence centrale.

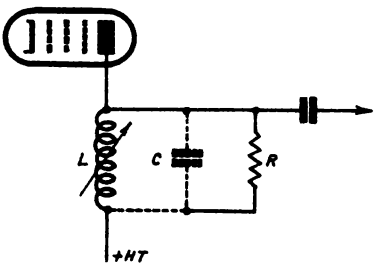


Fig. 298

En diminuant R, on augmente l'amortissement, c'est-à-dire la largeur de bande passante en même temps que l'on diminue l'amplification puisqu'à la résonance, le gain est égal à $p \times R$. En effet, l'ensemble L et C présente alors une impédance infiniment grande.

La largeur de bande normalisée est calculée pour une atténuation de — 3 décibels aux deux extrémités.

Si l'on utilise deux circuits identiques, l'atténuation sera de — 6 décibels et pour n, elle sera de $3 \times n$ dB. Si l'on veut une bande passante *globale* déterminée, il faut aussi augmenter la bande passante de chaque circuit.

Pour un tube EF 80, le produit GB est de 70, en comptant une capacité parasite supplémentaire de 6 picofarads (ce qui est un minimum).

Le gain d'un étage dont la bande passante normalisée est de 10 MHz est donc de 7. S'il faut augmenter cette largeur de bande jusqu'à 20 et au delà, le gain deviendra tellement faible qu'il n'y aura plus aucun intérêt à augmenter le nombre d'étages.

On tourne cette difficulté en décalant les accords des différents circuits le long de la gamme à couvrir et en utilisant des transformateurs dits « surcouplés » c'est-à-dire dont le *degré de couplage* est supérieur à 1. Nous avons reconnu plus haut qu'on obtient ainsi un élargissement de la bande passante.

Les circuits de moyenne fréquence utilisés en télévision sont établis sur des fréquences comprises généralement entre 25 et 45 mégahertz. L'amplificateur comporte 3 ou 4 étages.

L'amplificateur est prévu avec un certain nombre de circuits réjecteurs destinés à atténuer considérablement le gain à la fréquence corres-

pondant à la fréquence intermédiaire « son ». Faute de cela, on observerait sur l'image des troubles causés par les composantes « son ».

383. Détection « image ». — Le problème de la détection est délicat car les fréquences utiles les plus élevées sont peu différentes de la fréquence porteuse. De plus, leur étendue est très grande (de 0 à 10 MHz). On emploie une résistance de charge très faible (1 500 à 3 000 Ω) combinée avec une ou deux inductances de correction.

Il faut que la capacité parasite du détecteur soit aussi faible que possible ainsi que sa résistance directe. La solution est l'emploi d'un élément diode à germanium, dont la résistance directe est de l'ordre d'une centaine d'ohms, avec une capacité équivalente de l'ordre de 1 picofarad (voir schéma fig. 300).

384. Calage de la bande passante. — Les fréquences les plus basses de la modulation sont transmises sur les deux bandes latérales alors que les fréquences supérieures à 1 mégahertz ne sont transmises que sur une seule bande. On rétablit l'équilibre en décalant la courbe de transmission du récepteur par rapport à l'onde porteuse « image ».

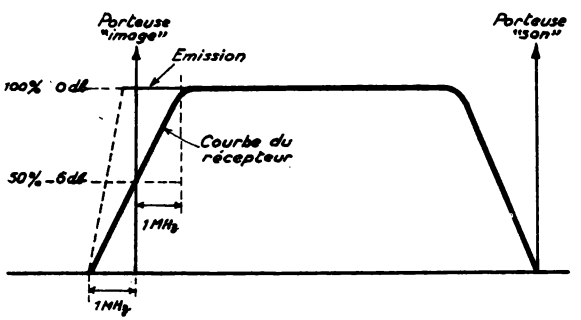


Fig. 299

Normalement, cette atténuation doit être de 50 % en tension ou — 6 dB au niveau de l'onde porteuse « image ».

Par rapport à la bande occupée par l'émission, la courbe de transmission doit aussi se situer comme l'indique notre figure 299.

385. Fréquence intermédiaire « son ». — L'amplificateur de fréquence intermédiaire pour le « son » est branché soit après le tube changeur de fréquence, soit après le premier tube suivant le changement de fréquence. Ce dernier est ainsi commun au son et à l'image.

Ce branchement s'opère par l'intermédiaire d'un circuit accordé

sur la fréquence intermédiaire « son » qui est décalée d'exactement 11,15 mégahertz par rapport à la fréquence intermédiaire « image ». Ce décalage peut être dans un sens ou dans l'autre.

La bande passante nécessaire est ici beaucoup plus réduite, ce qui permet d'obtenir un gain notablement plus élevé. Il ne faut cependant pas prévoir une bande passante aussi réduite que s'il s'agissait d'un radio-récepteur normal. En premier lieu l'étendue des fréquences de modulation est beaucoup plus grande (15 kHz) soit une largeur de 30 kHz pour les deux bandes latérales.

De plus, il faut tenir compte d'une inévitable dérive de l'oscillateur du changeur de fréquence, entraînant la même dérive des composantes de fréquence intermédiaire.

Un ou deux étages d'amplification sont généralement suffisants. La détection et l'amplification à basse fréquence sont classiques.

386. Amplification à video fréquence. — La tension nécessaire pour moduler en intensité un tube reproducteur d'image alimenté sous 15 kV est de l'ordre d'une trentaine de volts. Or, le détecteur « image » fournit une tension qui est comprise entre 0,5 et 5 volts. Il faut donc prévoir un amplificateur qui est l'homologue de l'amplificateur « *basse fréquence* » du récepteur de radiodiffusion. C'est l'amplificateur « *à video-fréquence* ». Les fréquences s'étendent depuis zéro jusqu'à environ 10 kilohertz. La fréquence « zéro » correspond au courant continu.

En principe, il faut, en effet, transmettre la « *composante continue* » qui correspond à la *luminance moyenne* ou « *teinte moyenne de l'image* ». C'est encore une différence qui existe entre la télévision et la radiodiffusion. Dans ce dernier cas, il suffit, en effet, de transmettre les *variations* de courant, c'est-à-dire les composantes alternatives.

Il résulte aussi de cette différence, qu'il y a lieu de tenir compte de la *position de phase.* Une inversion de phase se traduirait par une inversion des valeurs sur l'écran, c'est-à-dire une image négative, dans laquelle les noirs prendraient la place des blancs. Il faut donc tenir compte du sens de la détection et du fait qu'un étage d'amplification provoque une rotation de phase de 180°. En pratique, on ne transmet pas toujours la composante continue de détection (correspondant à la détection de l'onde porteuse). On se contente de la reconstituer à la sortie de l'amplificateur. Le circuit qui effectue cette opération est le « *circuit de restitution* », c'est un détecteur auxiliaire.

L'amplificateur à *video fréquence*, est, en principe, un amplificateur à couplage par résistance.

Pour étendre la bande passante, il faut diminuer les résistances de charge, c'est-à-dire diminuer aussi le gain par étage. Les résistances de charge ont une valeur comprise entre 1 500 à 4 000 ohms. Mais cette réduction ne suffit pas. On est amené à prévoir des « corrections » au moyen d'inductances. On améliore ainsi la réponse aux impulsions (temps de montée) mais on risque aussi d'introduire des oscillations parasites (dépassement balistique ou « overshoot »).

L'amplificateur ne comporte généralement qu'un seul étage, ou, parfois, deux. Le tube de sortie doit avoir une pente très imposante, c'est, en fait, une pentode de puissance. On peut utiliser un tube EL 84 ou, mieux, un tube spécialement étudié pour cet emploi (EL 83). Certains tubes spéciaux ont des pentes de 20 mA/V.

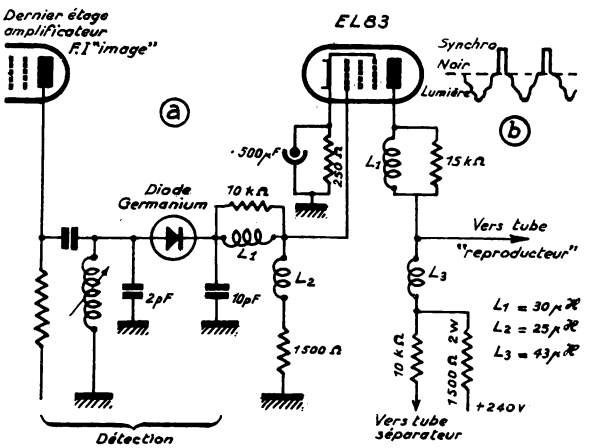


Fig. 300

Nous donnons figure 300 un schéma complet de détection et d'amplification à video fréquence. Le couplage entre détecteur et amplificateur est direct. Il y a donc transmission directe de la composante continue.

On notera l'importance du condensateur de découplage de la cathode (500 µF).

387. Séparation des signaux de synchronisation. — Les signaux de synchronisation sont appliqués sur l'électrode de commande du tube reproducteur, ce qui a pour effet de couper le faisceau cathodique pendant les périodes de retour du spot.

Il faut, toutefois, éliminer les signaux de lumière pour la synchronisation des bases de temps. On peut imaginer de nombreux circuits

permettant d'obtenir cet effet. Pratiquement, presque tous les téléviseurs sont équipés avec le même montage qui utilise les propriétés d'un tube pentode à faible tension d'écran (pentode sous-alimentée). On peut considérer qu'il s'agit d'un détecteur par la grille.

Le montage indiqué figure 301 est prévu pour des signaux « *video négatifs* » comme ceux fournis par la figure 300 (voir 300 *b*). La polarisation est obtenue par le passage du courant de grille dans RI. La caracté-

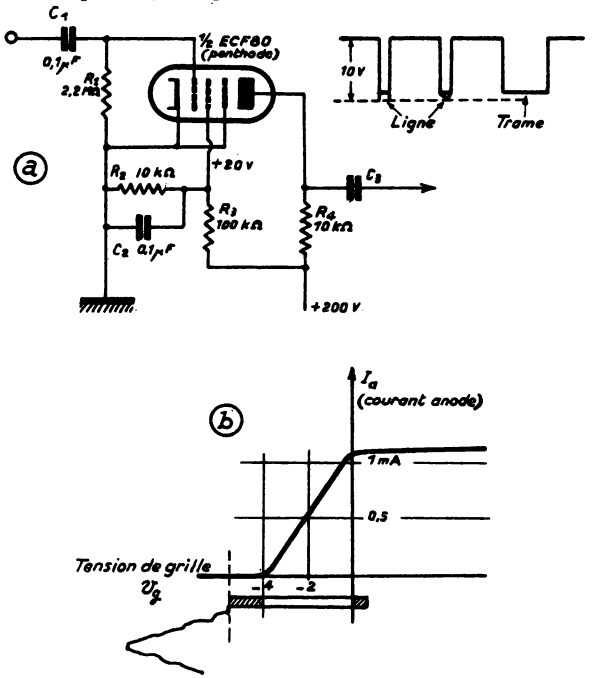


Fig. 301

ristique se présente comme nous l'indiquons en 301 *b*). Le recul de grille est très faible et la polarisation moyenne dépasse très largement cette valeur. Il en résulte que seules, les parties positives du signal peuvent produire le passage d'un courant anodique. Les parties sont exclusivement les signaux de synchronisation. Ainsi les signaux « video » sont éliminés. De plus — ce qui est très important — l'amplitude des impulsions est constante en dépit des variations possible de l'amplitude d'entrée.

Le tube séparateur fournit les impulsions *ligne* et *trame* pêle-mêle, non séparées. Mais il n'y a aucun inconvénient à utiliser ces impulsions pour la synchronisation de la base de temps « ligne ».

388. Bases de temps. — Les *bases de temps* sont des générateurs de tension de relaxation synchronisées par les signaux donnés par le tube séparateur. La puissance qu'elles fournissent est insuffisante pour assurer le balayage, aussi est-il nécessaire de les faire suivre par un étage de puissance.

Deux types de relaxateurs sont aujourd'hui utilisés :

a) *Générateur à blocage* (ou blocking) ;

b) *Multivibrateur.*

Le second est surtout utilisé pour le circuit de balayage horizontal et dans certains systèmes de synchronisation spéciaux (comparateurs de phase).

389. Circuits de balayage. — Pour obtenir un déplacement du spot à vitesse constante il faut que la variation *d'intensité* dans les bobinages déflecteurs soit constante en fonction du temps. En d'autres termes, les enroulements déflecteurs doivent être traversés par des *intensités* (et non des tensions) en dent de scie parfaitement linéaires.

Les déflecteurs sont des enroulements comportant une certaine *résistance* et un certain *coefficient de self-induction.*

Ce dernier se traduit par une certaine réactance de self-induction $L\omega$. Mais la situation est très différente pour les deux déflecteurs.

Dans le cas des lignes : $\omega = 6{,}28 \times 20{,}475$.

Dans le cas des trames : $\omega = 6{,}28 \times 50$.

390. Balayage horizontal. — Il en résulte que, pour la déviation horizontale, on peut considérer qu'il s'agit d'un circuit presque purement *inductif.*

Pour obtenir une variation *linéaire* d'intensité dans un circuit inductif, il faut appliquer une tension *constante* entre ses extrémités.

Cette tension constante sera la tension anodique appliquée à travers le tube de balayage. Celui-ci agit, en fait, à la manière d'un interrupteur.

a) *interrupteur ouvert.* Le courant s'établit à travers le tube. Si la résistance équivalente de ce dernier est négligeable, la variation est linéaire ;

b) *interrupteur fermé.* On bloque le courant anodique du tube par application d'une forte impulsion négative (— 100 à — 150 volts) fournie par le relaxateur. Le spot revient au début de la ligne.

En pratique les choses ne sont pas aussi simples. Le retour du spot libère l'énergie magnétique emmagasinée dans le déflecteur (et dans le

transformateur d'adaptation). On récupère cette énergie pour le remettre en circuit au moyen d'une *diode de récupération* et l'on évite ainsi les oscillations parasites.

La surtension développée au moment du retour du spot est utilisée pour produire la tension d'accélération du tube reproducteur d'image.

En résumé, le circuit de balayage horizontal comporte :

a) *relaxateur synchronisé* par les signaux fournis par le tube séparateur.

Les tensions produites sont transformées en une impulsion négative de commande ;

b) *Tube de puissance* agissant comme un interrupteur. Ce tube doit fournir une forte intensité de crête. C'est un tube pentode ou tétrode spécial (6 BQ 6-PL 36, etc.) ;

c) *Diode de récupération* ;

d) *Transformateur d'adaptation* alimentant le déflecteur et fournissant également la très haute tension du tube à rayons cathodiques. Cette tension est redressée au moyen d'un tube spécial alimenté par ce même transformateur.

391. Circuits de balayage vertical. — La situation est, cette fois, tout à fait différente. Le tube de puissance est un véritable tube amplificateur dont la tension d'entrée est fournie par le relaxateur.

Pour obtenir une variation linéaire d'intensité, on est dans l'obligation d'utiliser certains artifices (contre-réaction, corrections diverses, etc.).

Le relaxateur est presque toujours un oscillateur à blocage. Sa synchronisation ne peut être directement assurée par les signaux fournis par le tube séparateur, car les impulsions « lignes » produiraient des troubles. Il faut donc placer ici un *filtre de fréquence.*

C'est un système utilisant les propriétés des circuits à résistance-capacité (constante de temps). On peut procéder soit par *intégration,* soit par *dérivation* des signaux. L'action de ce filtre est généralement complétée par celle d'un tube « trieur » ou « recoupeur », chargé d'éliminer les composantes résiduelles des signaux lignes.

La disposition synoptique des circuits du téléviseur se présente comme sur la figure 302.

Nous donnons figure 303 un schéma .

392. Antenne de télévision. — L'antenne réceptrice de télévision est constituée, en principe, par un dipôle demi-onde, dont les propriétés

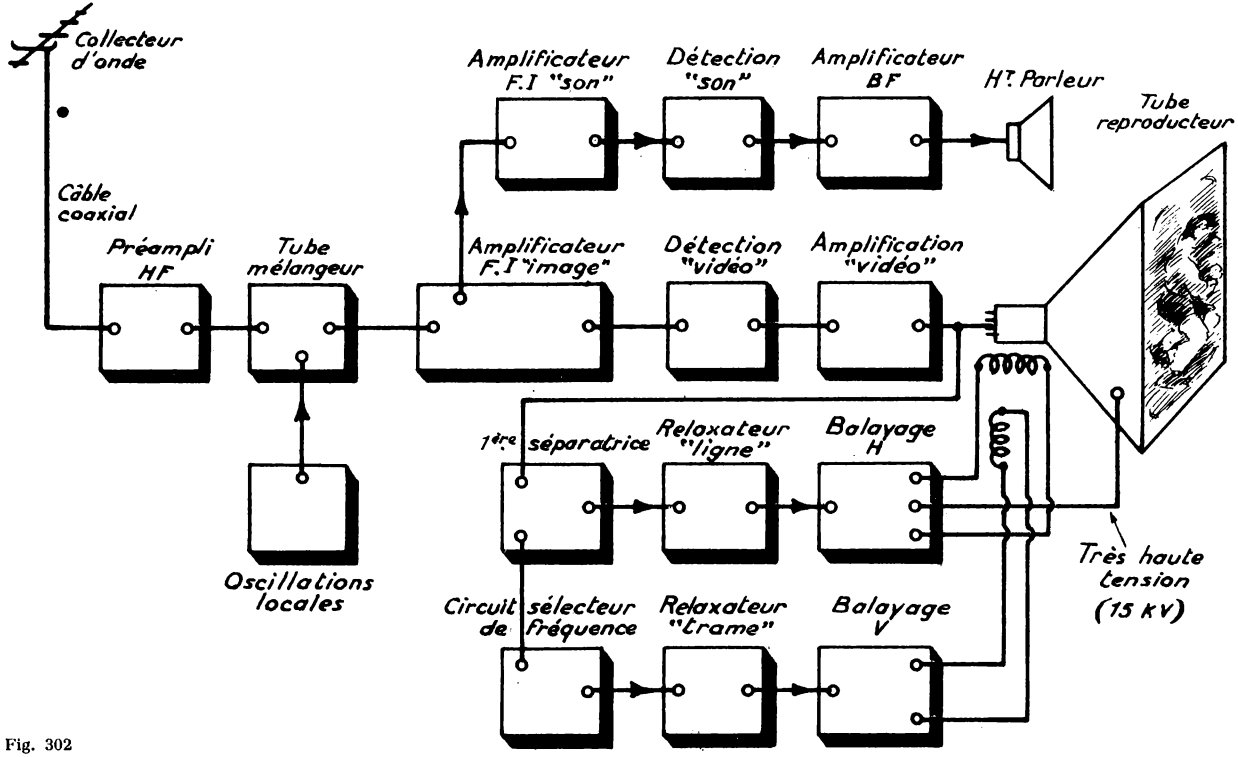
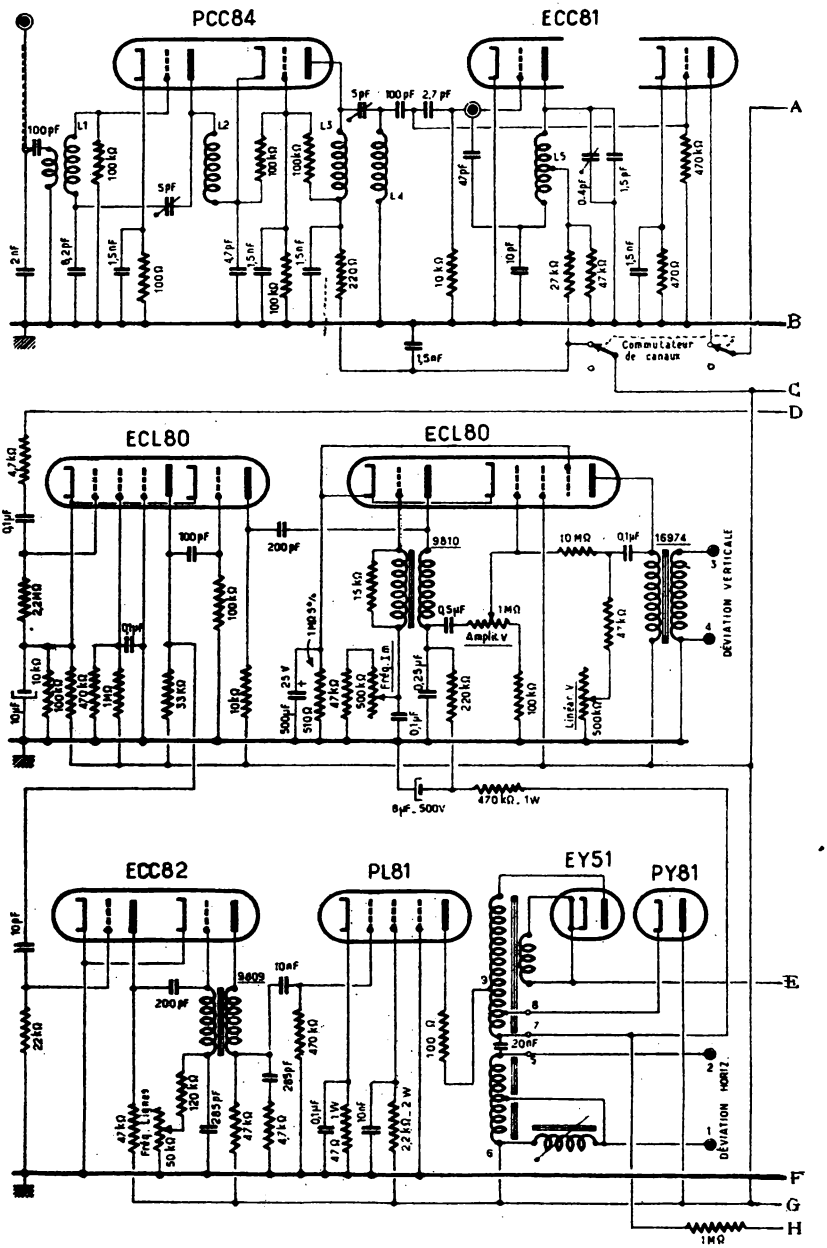
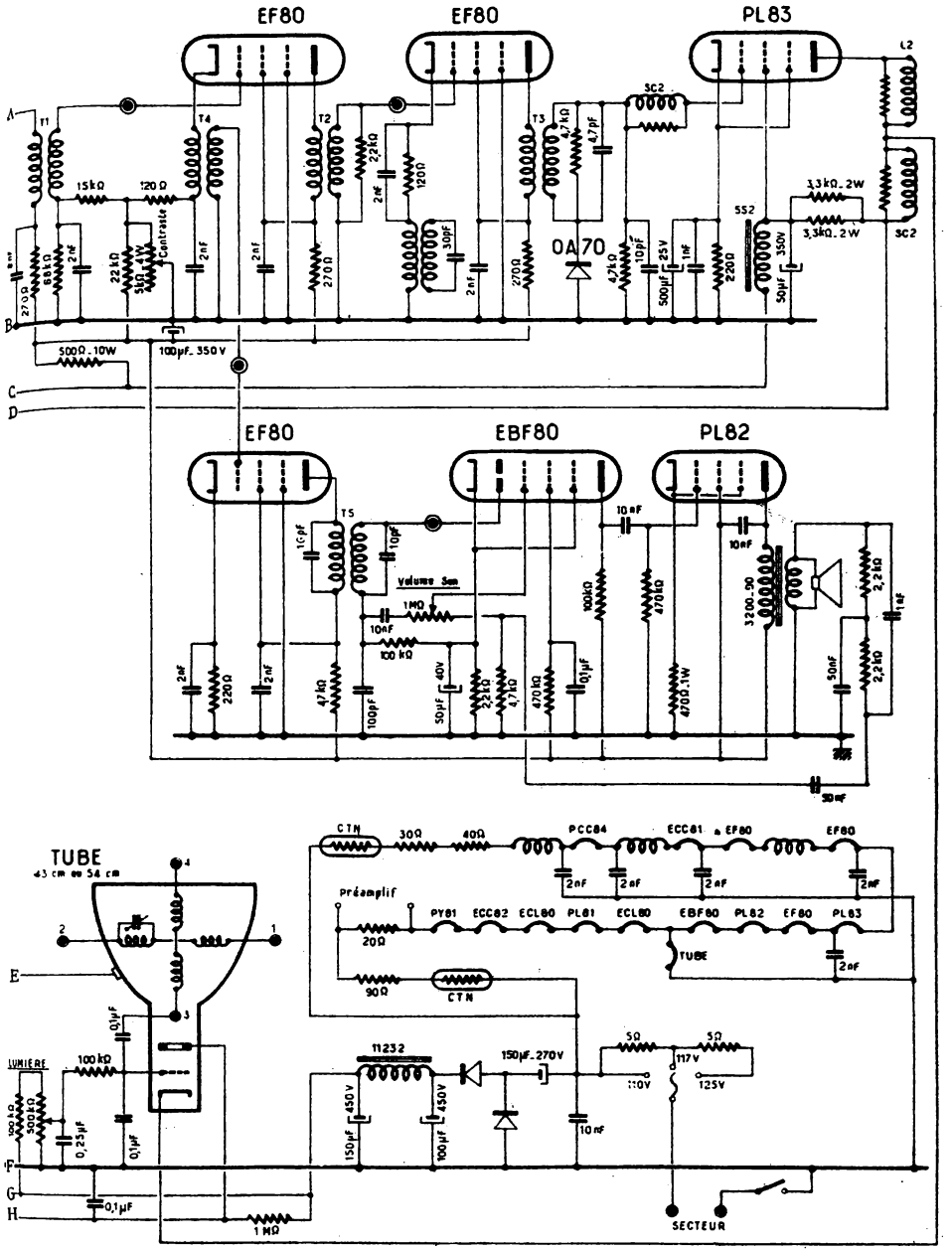

Collecteur d'onde
Câble coaxial
Préampli HF
Tube mélangeur
Oscillations locales
Amplificateur F.I "son"
Détection "son"
Amplificateur BF
HT. Parleur
Amplificateur F.I "image"
Détection "vidéo"
Amplification "vidéo"
Tube reproducteur
1ère séparatrice
Relaxateur "ligne"
Balayage H
Très haute tension (15 KV)
Circuit sélecteur de fréquence
Relaxateur "trame"
Balayage V

Fig. 302


PCC84
ECC81
ECL80
ECL80
ECC82
PL81
EY51
PY81
Commutateur de canaux
DÉVIATION VERTICALE
DÉVIATION HORIZ.
Amplit. V
Linéar V
Fréq. Lignes
Fréq. Im
8µF - 500V
470 kΩ - 1W
1MΩ
A
B
C
D
E
F
G
H


EF80
EF80
PL83
EF80
EBF80
PL82
TUBE
43 cm ou 54 cm
Préamplif
CTN
PCC84
ECC81
EF80
PY81
ECC82
ECL80
PL81
EBF80
PL82
PL83
11232
150µF-270V
117V
110V
125V
SECTEUR
LUMIERE
Contraste
Volume Son
0A70
SC2
SS2
L2
T1
T2
T3
T4
T5
3200-90
500Ω-10W
100µF-350V
3,3kΩ-2W
1MΩ
100 kΩ
20Ω
90Ω
1 MΩ
0,1µF
0,25µF
10nF
50nF
50µF
40V
450V
150µF
100µF
5Ω
A
B
C
D
E
F
G
H

peuvent être modifiées par l'adjonction d'un nombre plus ou moins grands d'autres dipôles occupant des situations bien définies par rapport au premier.

L'élément placé en arrière, qui est généralement unique est le « *réflecteur* ».

Les éléments placés en avant dont le nombre peut atteindre et même dépasser 12 sont des *directeurs*.

Ces brins auxiliaires permettent d'augmenter la *sensibilité* de l'antenne, sa *directivité* modifient également la *largeur de bande passante* et *son impédance*.

La *sensibilité* se mesure toujours par rapport au dipôle simple et s'exprime en *décibels*.

Ainsi une antenne comportant dix éléments peut présenter un gain de 9 décibels par rapport au dipôle simple. Cela veut dire que la puissance fournie au centre du dipôle collecteur est de 7,943 fois plus grande que celle que fournirait le dipôle simple (ce qui correspond, dans les mêmes conditions à une tension 2,818 fois plus grande).

La directivité peut s'exprimer au moyen d'un diagramme tracé en coordonnées polaires. La *largeur de bande passante* de l'antenne est également déterminée par les différents éléments.

Enfin *l'impédance* au centre diminue quand on augmente le nombre des éléments. Cette diminution est fonction de la position et de la longueur des brins. Les antennes réceptrices utilisées en France doivent présenter au centre du dipôle collecteur une impédance normalisée de 75 ohms. Il faut donc utiliser un dipôle collecteur dont l'impédance, s'il était seul, serait notablement supérieure à 75 ohms.

En pratique, on utilise des dipôles repliés (Trombone) dont l'impédance est de 300 ohms si les deux branches sont de même diamètre. On utilise aussi des dipôles triples, ou, encore, on modifie le diamètre des brins.

393. Câble de descente d'antenne TV. — On utilise les propriétés des lignes (voir plus haut).

Le câble de descente est, en France, presque toujours un coaxial d'impédance caractéristique 75 ohms. Le circuit d'entrée des récepteurs français a été prévu pour présenter une impédance de cette valeur.

CHAPITRE XXI

Théorie des dispositifs à semi-conducteurs Diodes. — Redresseurs. — Transistors

394. Généralités. — Nouveaux venus dans le monde de l'Électronique, les dispositifs utilisant les propriétés des semi-conducteurs occupent déjà une place fort importante. Et cependant, on peut prévoir que nous ne sommes qu'à l'aube de leur développement. Il nous apparaît donc essentiel de compléter cet ouvrage par une étude élémentaire de leur « Électronique ».

Il est à noter que les propriétés des semi-conducteurs sont utilisées depuis la naissance même de la radioélectricité : l'ancien détecteur à cristal fonctionne très exactement comme les modernes diodes à germanium. De plus, on peut considérer que les redresseurs secs et les cellules photo-électriques à base de selenium sont des applications des propriétés semi-conductrices.

Il faut cependant distinguer les semi-conducteurs *élémentaires* comme le *germanium* et le *silicium* des semi-conducteurs composites comme ceux qui sont utilisés dans les thermistances, par exemple.

Nous étudierons, dans ce chapitre, les éléments essentiels de l'Électronique des semi-conducteurs (1).

395. Conducteurs. — Diélectriques. — Semi-conducteurs. — Un corps est conducteur de l'électricité quand il possède des *porteurs de charge* dans sa structure. Si ce corps est placé dans un champ électrique, la force appliquée aux porteurs de charge les met en mouvement : c'est le courant électrique. Sauf dans quelques rares cas particuliers, les porteurs de charge sont des *électrons*. Les conducteurs-types de l'électricité sont les *métaux*. Ce sont des éléments dont la couche électronique extérieure comporte moins de 4 électrons. Dans ces conditions, on peut considérer que ces électrons quittent facilement l'atome pour se déplacer dans la masse du métal ; ce sont des *électrons libres*.

La conductivité (inverse de la résistivité) est d'autant plus grande

(1) Pour plus de détail, voir du même auteur *Ce que le Technicien doit savoir des semi-conducteurs*. E. Chiron, éditeur.

que le métal présente davantage d'électrons libres.

Les *diélectriques* (ou métalloïdes) sont des éléments dont la couche extérieure comporte plus de 4 électrons. Ils n'ont pratiquement pas d'électrons libres et sont, par conséquent, de très mauvais conducteurs de l'électricité. Une augmentation de température a pour effet de libérer quelques électrons, et ainsi, leur conductivité augmente avec la température.

Entre ces deux catégories, existent des éléments dont la couche extérieure comporte tout juste 4 électrons : ce sont les *semi-conducteurs* : *carbone, silicium, germanium.*

Le cas du carbone doit être réservé, car les semi-conducteurs n'ont d'intérêt, en électronique que sous la forme cristallisée. Or, la forme cristallisée du carbone est le *diamant* et sa synthèse demeure impossible.

396. Silicium et Germanium pour l'électronique. — Le silicium est, parmi les éléments les moins rares de la croûte terrestre. Le germanium est à peu près aussi répandu que le zinc. Ce ne sont donc, ni l'un ni l'autre, des éléments rares. Ce qui explique le prix relativement élevé des dispositifs à semi-conducteurs, c'est la nécessité d'obtenir des produits d'un extraordinaire degré de pureté. Dans l'industrie, on qualifie de « *chimiquement pur* » un produit qui ne comporte pas plus de 1 % d'impureté. En électronique, il faut adopter une toute autre échelle d'appréciation. Les méthodes utilisées permettent de déceler une proportion d'impureté de l'ordre de 10^{-11} soit de 1 cent milliardième, ce qui correspond à 1 gramme d'impureté pour cent mille tonnes de produit.

La matière première électronique normale doit avoir une pureté supérieure au millionième, avoisinant généralement le milliardième. On ne peut arriver à de tels résultats qu'en combinant les moyens électroniques de raffinage, aux moyens physiques (purification par fusion de zone).

Pour éviter la contamination pendant les opérations de fabrication, il faut prendre des précautions analogues à celles qu'on prend dans une salle d'opérations. Les techniciens sont habillés de blanc, gantés et parfois masqués ; ils travaillent souvent sous des auvents protecteurs, l'atmosphère des ateliers est conditionnée. Les manipulations se font à l'abri de l'air, sous un gaz inerte.

Le matériau de base doit enfin être « *monocristallin* ».

Quand un corps en fusion se solidifie par refroidissement, on obtient généralement un solide « *polycristallin* », c'est-à-dire constitué par un enchevêtrement plus ou moins complexe de cristaux. Pour obtenir

un lingot monocristallin, après raffinage, il faut amener le produit à la température de solidification (936° C pour le germanium, 1 420° pour le silicium). Après quoi, on met en contact la surface du bain avec un fragment sélectionné de cristal correctement orienté. A l'aide d'une machine spéciale, on « tire » le monocristal, à une vitesse de quelques centimètres à l'heure, en lui imprimant un mouvement de rotation régulier. La température doit être maintenue rigoureusement constante, à l'aide de dispositifs automatiques, pendant toute la durée de l'opération (à environ 0,1° C près).

Pour l'utilisation, le lingot est d'abord scié en plaquettes, puis en fragments de quelques millimètres carrés de surface. Ces éléments doivent subir un traitement final de décapage pour effacer les perturbations causées par le sciage (électrolyse ou bain acide).

397. Semi-conducteur pur. — A l'état de pureté absolue — ou *intrinsèque*, le semi-conducteur ne présenterait aucun intérêt en électronique. C'est l'adjonction de quelques impuretés sélectionnées, en quantités rigoureusement contrôlées, qui lui confère des propriétés particulières.

Au zéro absolu, le semi-conducteur intrinsèquement pur, serait un isolant parfait. Mais il présente une certaine conductibilité quand la température augmente.

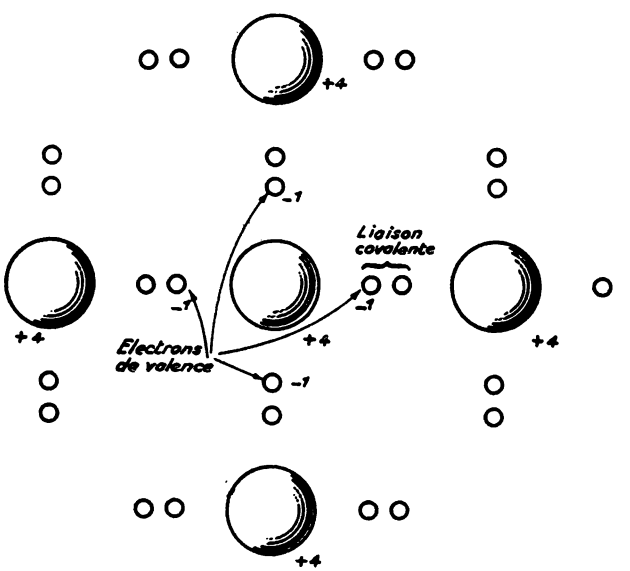


Fig. 304

On peut se représenter la structure interne dans un cristal **semi-conducteur** comme nous l'indiquons sur la figure 304.

Autour de chaque atome, sont disposés quatre autres atomes équidistants. La réunion s'effectue par l'intermédiaire des quatre électrons de valence (couche extérieure) qui s'unissent avec ceux des atomes voisins pour constituer des *liaisons covalentes.* En effet, à la distance qui sépare les centres positifs (ordre de grandeur 10^{-8} cm) la loi de Coulomb est encore valable : il y a répulsion. Mais à la distance beaucoup plus petite qui sépare les électrons (10^{-13} à 10^{-12}) il y a attraction. Cette disposition explique la cohésion du corps solide cristallisé et toutes ses propriétés mécaniques.

On voit, dans la figure 304, qu'aucun électron n'est disponible. Le matériau n'est pas conducteur. Toutefois, l'élévation de la température se traduit par des vibrations atomiques. Ces mouvements peuvent rompre certains liens covalents. Il en résulte alors une certaine *conductibilité intrinsèque.*

C'est ainsi, par exemple, que la résistivité intrinsèque du germanium à 300° absolus (27° C) atteint 47 ohms/cm. Celle du silicium, dans les mêmes conditions, est de 63 600 ohms/cm.

398. Atomes « donneurs » semi-conducteurs du type « *n* ». — La présence d'impuretés dans le semi-conducteur modifie la structure

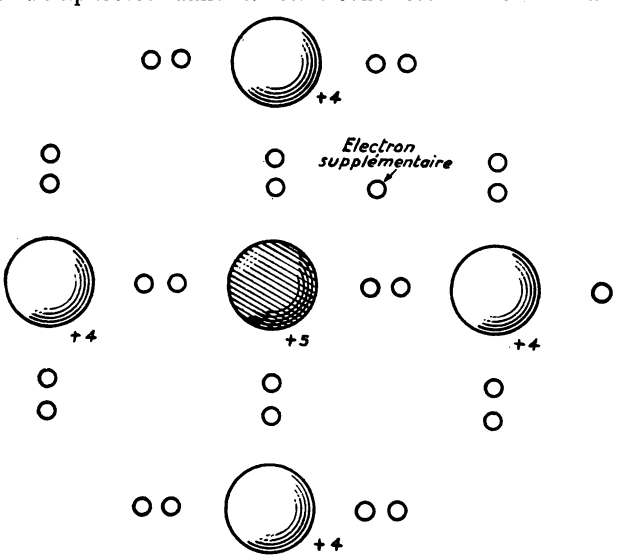


Fig. 305

cristalline et rend le matériau conducteur. Le résultat est représenté sur la fig. 305 s'il s'agit d'un « *dopage* » par une impureté présentant 5 électrons extérieurs, comme l'arsenic ou l'antimoine. L'atome étranger au réseau prend la place d'un atome semi-conducteur. Mais sa charge est de + 5 unités. La couche extérieure de valence comporte 1 électron supplémentaire. Celui-ci ne peut se placer dans une liaison covalente. Il en résulte qu'il est libre de se mouvoir dans le réseau. C'est un porteur de charge, et, en conséquence, le *matériau devient conducteur.* On dit qu'on est en présence d'un semi-conducteur du « *type n* » parce que la conductibilité est due à la présence de porteurs de charge négatifs.

Les atomes d'impureté pouvant fournir ce type de conductibilité sont des « *donneurs* ».

399. Atomes « accepteurs ». Semi-conducteur du type *p.* — Si l'impureté est un élément de valence 3, et par conséquent, un métal comme l'*indium* ou le *gallium* ; les choses se passent d'une manière différente. Il est évident (fig. 306) qu'une liaison covalente ne peut se faire. Il manque un électron. Or, l'absence d'une charge négative en un endroit où elle devrait être présente *prend l'aspect d'une charge positive* de même valeur absolue. Mathématiquement — (—) équivaut à +.

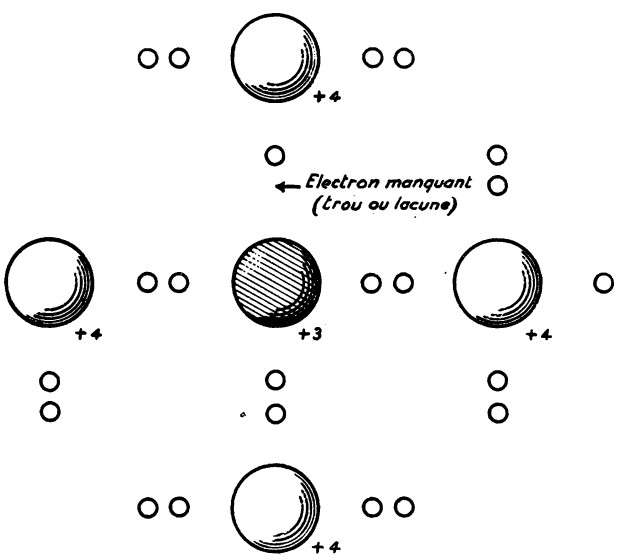


Fig. 306

Ce déficit d'un électron équivalent à une charge positive, est mobile, c'est un porteur de charge positif qu'on désigne sous le nom de *lacune* ou *trou* (de l'anglais : hole). Le semi-conducteur présentant ce type de conductibilité est dit « *du type p* ».

Les atomes d'impureté pouvant fournir ce type de conductibilité sont des *accepteurs*.

400. Jonction « *p-n* ». — L'élément essentiel de l'électronique des semi-conducteurs est la *jonction p-n*. C'est la juxtaposition, dans *un même monocristal*, d'une région du *type p* et d'une région du *type n* (fig. 4). Le voisinage immédiat de la jonction est la *zone de transition*.

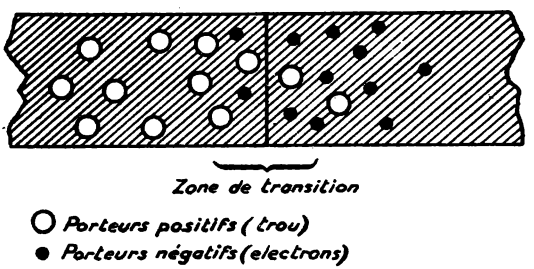


Fig. 307

Trous et électrons sont soumis aux mouvements d'agitation thermique. Certains d'entre eux franchissent, par conséquent la jonction. Mais quand un électron rencontre un trou, il y a *recombinaison*, c'est-à-dire disparition par anéantissement des deux porteurs.

Il en résulte que la pénétration des porteurs dans la zone opposée ne peut être très étendue. Enfin, dans la zone de transition, la densité des porteurs est relativement faible, puisque de nombreuses recombinaisons s'y produisent.

401. Intensité directe. — Appliquons une différence de potentiel à la jonction en connectant le pôle positif de la source à la *région p* et le pôle négatif à la *région n*. Sous l'influence du champ électrique ainsi créé, les porteurs de charge se mettent en mouvement. Les porteurs positifs et les porteurs négatifs *se déplacent en sens contraire* et, dans le cas présent, ce mouvement les conduit *vers la jonction*. Il en résulte que les porteurs de charge affluent dans la zone de transition. Or, la conductivité d'un matériau est d'autant plus grande que les porteurs de charge y sont plus nombreux. En conséquence, le courant circule très facilement. *La résistance équivalente est très faible.*

402. Intensité inverse. — Inversons maintenant le sens de la différence de potentiel, c'est-à-dire, connectons le pôle positif de la source à la *région n* et le pôle négatif à la *région p.*

Les mouvements des porteurs se produisent en sens inverse, c'est-à-dire qu'ils s'écartent de la zone de transition. En conséquence, celle-ci sera pratiquement vidée de porteurs et le courant ne peut circuler. *La résistance équivalente est très grande.*

403. Caractéristique d'une jonction. — On voit immédiatement qu'une jonction à semi-conducteur possède des propriétés qu'on peut comparer à celles d'une diode thermoélectronique à cathode chaude : *c'est une valve,* c'est-à-dire un élément dont la résistance équivalente varie énormément avec le sens de passage de l'intensité.

Il y a aussi des différences importantes que le tracé de la courbe caractéristique va nous permettre de mettre en évidence. Nous avons reproduit une telle caractéristique sur la figure 308. On voit immédiate-

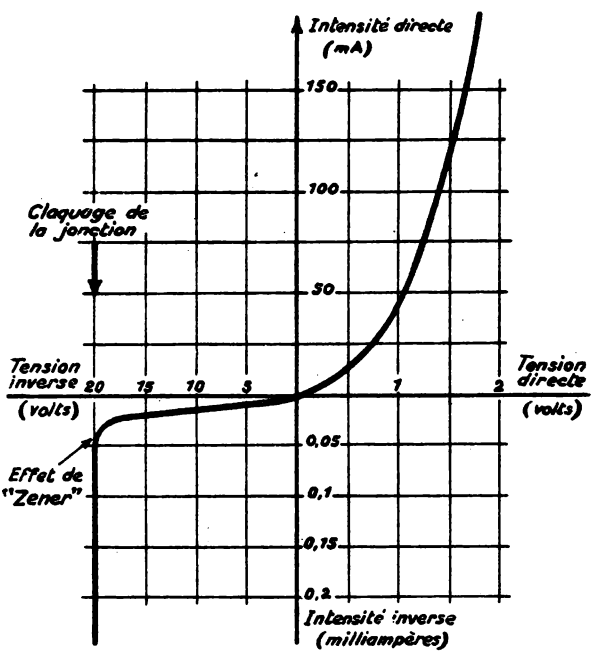


Fig. 308

ment que la résistance équivalente est assez importante pour une tension appliquée nulle. Mais cette résistance décroît très vite, dans le sens direct.

En revanche, l'intensité inverse est très faible. On notera sur la figure 308 que les échelles inverses ne sont pas les mêmes que les échelles directes.

L'intensité de courant inverse croît d'abord très lentement. Elle n'est que de quelques microampères pour une tension inverse de 10 volts. Toutefois, dans le cas de la jonction qui a servi à tracer la courbe de la figure 308, la situation change brusquement quand la tension inverse devient voisine de 20 volts. On peut dire qu'une *véritable discontinuité, qu'un véritable claquage se produit.*

404. Influence de la température. — Notons qu'il existe toujours une intensité inverse. En effet, la zone de transition contient toujours quelques électrons libérés par l'agitation thermique. C'est la conductibilité intrinsèque. L'intensité de ce courant dépend fortement de la température. Cela découle très logiquement du fait que les porteurs de charge produisant ce courant proviennent de liens covalents rompus par l'élévation de température. On ne pourrait donc avoir une intensité inverse nulle qu'à la température du zéro absolu.

Nous avons noté plus haut que la résistivité intrinsèque du silicium était beaucoup plus élevée (63 600 Ω/cm) que celle du germanium (47 Ω/cm). Dans les mêmes conditions de température, un élément à silicium présente toujours un courant inverse beaucoup plus faible.

Cette libération d'électrons par rupture des liaisons covalentes se produit aussi bien dans les régions *p* que dans les régions *n*. Il en résulte un anéantissement progressif des « trous ». Or le fonctionnement des dispositifs à semi-conducteurs est basé sur la coexistence de régions « *p* » et « *n* ». A une température assez élevée, les régions *p* disparaissent — et... en conséquence, les dispositifs cessent de fonctionner.

Pour le germanium, cette température limite est d'environ 80° C c'est une remarque dont il faut toujours se souvenir. Avec le silicium, on peut aller beaucoup plus loin (au delà de 150° ou même 200°) dans certains cas. A la même température et dans les mêmes conditions, l'intensité inverse fournie par le silicium est environ 1 000 fois plus faible que celle du germanium. Si son emploi est moins général, c'est à cause des difficultés de fabrication des éléments.

405. Interprétation électronique de l'effet Zener. Diode Zener. — Le passage du courant inverse dans la zone de transition y produit

nécessairement un certain échauffement... Il y a donc un effet cumulatif. Mais la brusque discontinuité que l'on désigne sous le nom d'*effet de Zener* a une autre cause.

L'épaisseur de la zone de transition est extrêmement faible, et, en l'absence de courant, elle supporte la totalité de la tension appliquée. Il en résulte que le champ électrique y *atteint des valeurs extraordinairement élevées*. Une ionisation des atomes de semi-conducteurs se produit alors qui libère directement les électrons. Cet effet qui peut être comparé à l'effet de cathode froide, se produit pour une tension bien déterminée : c'est la tension dite « *de claquage* » ou *d'annulation de la résistance dynamique*, on dit encore que c'est la *tension de Zener*.

On utilise cette propriété dans les diodes dit « de Zener ». Suivant le matériau utilisé, la tension ainsi parfaitement définie peut varier entre quelques volts et quelques dizaines de volts. Ces éléments spéciaux au silicium sont utilisés pour la stabilisation des tensions. On les désigne sous le nom de « *Diodes Zener* ».

406. Effet photoélectrique. — La libération de porteurs de charge peut être obtenue par d'autres moyens que l'élévation de température : champ électrique, bombardement par corpuscules, ou même *éclairement*.

Le courant inverse qui traverse une jonction est fortement influencé par la lumière. Il est d'autant plus grand que l'éclairement est plus intense.

On peut donc ainsi constituer des *cellules photoconductrices* à semi-conducteur.

Pour éviter l'influence perturbatrice de la lumière, les dispositifs à semi-conducteurs (diodes ou transistor) sont placés dans des enveloppes protectrices opaques.

407. Fabrication des jonctions. — Nous avons souligné plus haut que la jonction devait être réalisée dans un monocristal. Il ne saurait donc être question de rapprocher ou de souder deux fragments de semi-conducteur présentant des conductibilités « *p* » et « *n* ».

On peut procéder de différentes manières. On peut, par exemple, obtenir une jonction par « tirage », au moment de la formation du monocristal. Pour cela, on ajoute au bain en fusion, un « dopage » changeant la nature de la conductibilité. On peut réaliser ainsi un grand nombre de jonctions successives dans le même lingot.

Il est beaucoup plus simple de procéder « par alliage ». On part d'une plaquette semi-conductrice du « type *n* » qui a été soudée à basse température dans une cuvette étamée.

On place, en contact avec elle, une pastille d'indium préalablement soudée à une connexion.

On fait subir à l'ensemble un cycle de température (à l'abri de l'air, dans une atmosphère inerte) amenant l'indium à l'état liquide. Dans ces conditions l'indium diffuse dans le germanium cristallisé et détermine la production d'une zone « *p* ».

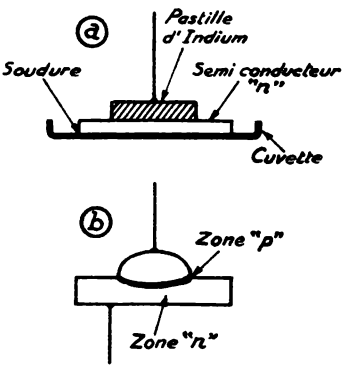


Fig. 309

On réalise ainsi des redresseurs dont les puissances peuvent varier entre quelques watts et plusieurs dizaines de kilowatts. Leur rendement, extraordinairement élevé peut, dans certains cas, dépasser 99 %.

Pour l'emploi en électronique les redresseurs à jonction présentent un inconvénient sérieux qui est la *capacité de la jonction.*

408. Diodes à pointe. — L'industrie électronique fait aujourd'hui, dans de nombreux domaines, un usage intensif de diodes à pointes. Ils sont constitués par un fragment monocristallin de semi-conducteur sur lequel vient s'appuyer avec une certaine pression une pointe fine d'un métal déterminé (platine, or, tungstène, platine-ruthénium, etc.). Le tout est placé à l'abri de l'air, dans une enveloppe protectrice de verre ou de matière plastique. On « forme » l'élément par passage d'une brève impulsion de courant.

Dans certains cas, cette intensité est suffisante pour provoquer la fusion de la pointe qui demeure ainsi soudée sur le cristal.

La théorie des diodes à pointe n'est pas parfaitement établie. On suppose que la formation a pour effet de provoquer la naissance d'une « zone *p* » sous la pointe. Celle-ci constitue l'anode de l'élément, la cathode étant le semi-conducteur.

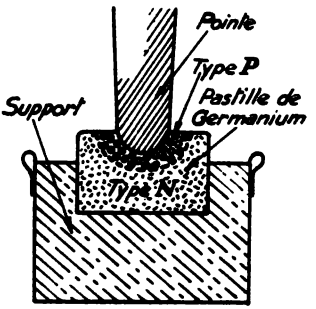


Fig. 310

Sur les tubes diodes à cathode chaude, ces diodes à cristal ont l'avantage d'une capacité dynamique beaucoup plus réduite (1 picofarad). On les met en place dans les circuits directement par soudure. Le côté « cathode » est généralement repéré par un trait ou un point de couleur.

Les caractéristiques essentielles sont :

1° Tension inverse admissible en permanence (tension continue).
2° Tension de claquage.
3° Intensité anodique moyenne maximum admissible en permanence.
4° Intensité de crête maximum en régime périodique ($f = 25$ hertz).
5° Surintensité admissible pendant une seconde.

409. « Redresseurs secs ». — Les redresseurs secs fonctionnent en utilisant les principes que nous venons d'exposer. C'est pourquoi il nous semble logique d'ouvrir ici une parenthèse à leur sujet.

Les premiers redresseurs de ce genre étaient constitués par des lames de cuivre rouge oxydées en profondeur par un traitement spécial. Par décapage, on enlevait la couche extérieure d'oxyde CuO_2. On trouvait alors une couche d'oxydule CuO en contact avec le cuivre. Un tel élément Cu/CuO présente des caractéristiques comparables à celle d'une jonction.

Ces redresseurs ne sont plus aujourd'hui utilisés que dans certaines applications spéciales (appareils de mesure). Pour le redressement des courants alternatifs on utilise les éléments au selenium. Ils sont obtenus en coulant une mince couche de selenium sur une plaque de métal. L'ensemble subit un traitement thermique destiné à modifier la texture du métalloïde.

L'intensité admissible dépend de la surface des plaques. Un élément peut supporter une tension de quelques dizaines de volts. On peut faire

des redresseurs supportant des tensions élevées en montant des éléments en série.

Comparaison entre redresseurs « secs » et redresseurs de puissance à semi-conducteurs

Les redresseurs de puissance à germanium sont munis d'ailettes de refroidissement qui permettent d'abaisser la température de la jonction. Leur puissance dépend essentiellement de la surface de la jonction qui varie entre 0,25 et 1 cm^2. La densité de courant peut atteindre 100 A/cm^2. Un redresseur de surface utile 0,25 cm^2 peut fournir 20 ampères pour une tension de source de 80 volts. Pour les redresseurs à oxyde de cuivre la densité est de l'ordre de 30 mA/cm^2. La tension inverse ne doit pas dépasser 25 volts. On peut atteindre environ 30 volts avec le selenium.

Le seul obstacle à l'emploi des redresseurs utilisant le germanium et le silicium est leur prix élevé.

TRANSISTORS

410. Généralités. — Les premiers transistors étaient des *transistors à pointes*. Ils étaient constitués par un fragment de monocristal sur lequel venaient s'appuyer deux pointes dont les lieux de contacts étaient extrêmement rapprochés (25 μ). Ces premiers venus dans le monde électronique nouveau des semi-conducteurs sont en voie de disparition. Ils sont remplacés par les *transistors à jonction*, beaucoup moins fragiles et dont les caractéristiques sont beaucoup plus homogènes et reproductibles.

Nous n'étudierons donc pas spécialement les transistors à pointes, mais nous citerons leurs propriétés particulières chaque fois que s'en présentera l'occasion.

Un transistor à jonction est constitué par deux jonctions successives. Suivant l'ordre de succession de ces jonctions, il s'agit d'un transistor *p-n-p* ou *n-p-n*.

Une des électrodes est *l'émetteur*. L'électrode intérieure, qui doit être aussi mince que possible est la « *base* ». La dernière électrode est le *collecteur*. Ces termes seront expliqués plus loin. Malgré la symétrie apparente, et pour des raisons de dissipation de puissance, collecteur et émetteur ne sont pas interchangeables. La connexion du collecteur est repérée par un point de couleur.

Un transistor *p-n-p* sera constitué comme l'indique la partie supérieure de la figure 311. Le symbole est donné à la partie droite du croquis.

Cette représentation est une survivance de l'époque des transistors à pointes.

La partie inférieure de la même figure concerne un transistor *n-p-n*. On notera l'inversion de la flèche sur l'électrode « collecteur » de ce dernier.

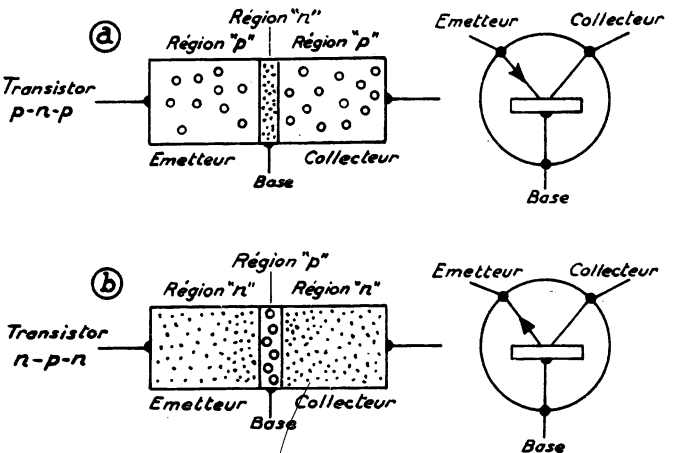


Fig. 311

Le principe de fonctionnement des deux catégories de transistors est le même. Les montages ne diffèrent que par l'inversion des polarités des batteries.

411. Expérience fondamentale. — Effet transistor. — Réalisons le montage de la figure 312 *a*). La jonction d'entrée ou jonction « *émettrice* » est polarisée dans le sens direct. Le courant passe très facilement et une tension de 0,1 volt suffit pour que l'intensité atteigne 0,2 milliampères.

La seconde jonction dite « *collectrice* » est polarisée dans le sens inverse. L'intensité de courant atteint 0,5 mA sous une tension de 12 volts.

Augmentons très légèrement la tension appliquée à l'émetteur, de manière que l'intensité passe de 0,2 à 0,3 milliampères.

Nous constaterons alors que, sans modifier la tension du collecteur, l'intensité dans la jonction collectrice, passe de 0,5 *à* 0,59 *milliampères* (fig. 312 *b*).

En d'autres termes, la presque totalité de la variation d'intensité dont la première jonction a été le siège est reportée dans la seconde jonction.

Nous sommes aussi en présence d'une action amplificatrice. En effet, la variation de *puissance* introduite dans le circuit émetteur est de :

$$0{,}1 \times 0{,}1 \text{ soit } 0{,}01 \text{ watt}$$

alors que celle qui apparaît dans le circuit collecteur est de :

$$0{,}09 \times 10 \text{ soit } 0{,}9 \text{ watt}$$

Le *gain en puissance* est donc de 90. En pratique, on peut atteindre des gains beaucoup plus élevés, compris entre 1 000 et 10 000 par exemple (30 à 40 décibels).

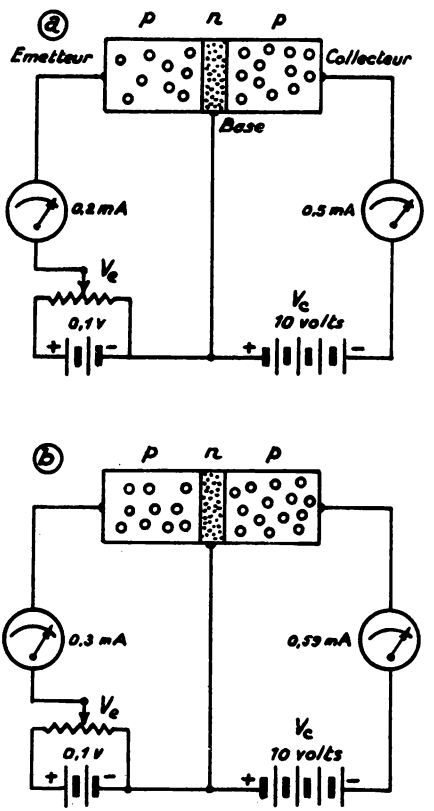


Fig. 312

412. Interprétation électronique. Facteur d'amplification en intensité. — Dans l'électrode nommée « émetteur », les porteurs de charge sont des « trous ». L'augmentation d'intensité se traduit donc par une émission de trous dans la jonction émetteur-base. Mais l'épaisseur de la base est très petite. Il en résulte que la région de transition de la première jonction empiète sur celle de la seconde jonction. Ainsi, les trous, injectés dans la base, apparaissent presque en totalité dans la seconde jonction. Ils diminuent ainsi la résistance équivalente : d'où l'augmentation d'intensité observée. On peut dire que la seconde jonction *collecte* les trous injectés. Toutefois, la traversée de la base s'accompagne d'un certain nombre de recombinaisons. Il en résulte que la variation d'intensité dans le circuit collecteur est un peu plus faible que dans le circuit émetteur.

Le rapport entre les deux variations est le *facteur d'amplification en intensité* désigné universellement par la lettre grecque α (alpha).

Le facteur α des transistors à jonction est toujours légèrement inférieur à 1. Il est généralement compris entre 0,9 et 0,98. Dans un transistor à pointes le facteur α peut dépasser l'unité. Cette propriété n'a jamais été expliquée d'une manière claire.

Il ne faut pas s'étonner d'obtenir une amplification avec un facteur d'amplification inférieur à 1. L'amplification en puissance est réelle parce que l'impédance du circuit de sortie est très supérieure à celle du circuit d'entrée. Il s'agit ici d'amplification en puissance. Mais en modifiant le schéma de principe, on peut obtenir une amplification aussi bien en intensité qu'en tension.

413. Comparaison avec un tube triode. — Il est assez tentant de vouloir comparer l'expérience représentée sur les figures 312 et 313 au schéma de principe d'un amplificateur à tube électronique dans lequel une variation de tension de l'électrode d'entrée (grille) provoque une variation *d'intensité* dans le circuit de sortie (anode). Cette comparaison ne vaut que *par les différences qu'elle met en évidence.*

En réalité, elle permet de montrer que le monde des transistors est l'*inverse* du monde des tubes électroniques.

1° Dans un tube électronique l'élément de commande est une *tension* c'est une *intensité* dans le transistor.

2° Dans un tube électronique, le résultat obtenu est une variation d'intensité, on peut dire que, dans un transistor, c'est une variation de *tension.*

3° L'électrode d'entrée d'un tube électronique est polarisée pour *éviter* le passage d'une intensité ; c'est l'inverse dans un transistor.

4° Le circuit d'entrée d'un tube électronique est à grande impédance ; c'est l'inverse dans un transistor.

5° On polarise un tube électronique avec une *tension* ; on polarise un transistor avec une *intensité.*

Le circuit alimentant l'entrée du transistor doit en général fournir une certaine intensité de courant. C'est pour cette raison qu'il est presque toujours question d'un gain en puissance. D'autre part, le circuit d'entrée présente une certaine impédance. La meilleure utilisation de la puissance se produit quand l'impédance de la source d'attaque et celle du transistor sont *adaptées.* Cette question de l'adaptation est importante c'est à cause d'elle que de nombreux montages sont prévus avec des liaisons pour *transformateur.* Il est alors relativement facile d'obtenir l'adaptation.

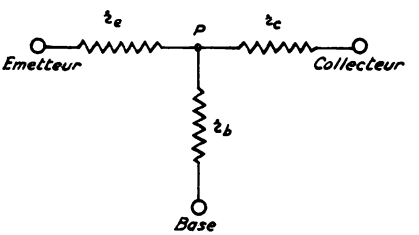


Fig. 313

Dans les tubes électroniques à grille écran, on peut considérer que les circuits d'entrée et de sortie sont séparés électriquement d'une manière parfaite. Il n'y a aucune réaction entre l'entrée et la sortie. Il n'en est jamais ainsi dans les transistors. La figure 313 est une représentation simplifiée du schéma équivalent. Il va sans dire que le point P est inaccessible. Il en résulte que les circuits d'entrée et de sortie ont nécessairement des parties communes, quel que soit le branchement. En conséquence, il y a nécessairement *une réaction.*

Ce problème présente une certaine analogie avec celui du tube triode. Les moyens mis en œuvre pour résoudre la difficulté sont les mêmes (neutrodynation), désignée, dans le cas du transistor par le terme : « *unilatéralisation* ».

Le schéma de la figure 313 est d'ailleurs très simplifié. Pour comprendre le comportement du transistor en haute fréquence, il faut tenir

compte des capacités. Celles-ci sont importantes parce que les épaisseurs des zones de transition sont très faibles et que, d'autre part, la constante diélectrique des semi-conducteurs est extrêmement élevée (16 pour le germanium, 12 pour le silicium). Dans les modèles de transistors, pour « basse fréquence », la capacité dynamique du collecteur est souvent supérieure à 100 picofarads.

Elle a pu être abaissée à moins de 5 picofarads dans certains modèles de transistor pour fréquences élevées. On notera, enfin que les transistors fonctionnent sans cathode chaude. Il en résulte une économie de puissance considérable. C'est d'autant plus net qu'une tension de quelques volts est suffisante. Pour la même raison, ils ne présentent aucune inertie thermique. Un récepteur à transistors fonctionne instantanément. Enfin, leur durée de vie est considérable.

414. Les trois configurations.

1° *Base à la masse* (fig. 314).

Dans l'expérience fondamentale citée plus haut, la puissance de commande était introduite entre émetteur et base, la puissance de sortie apparaissait entre collecteur et base.

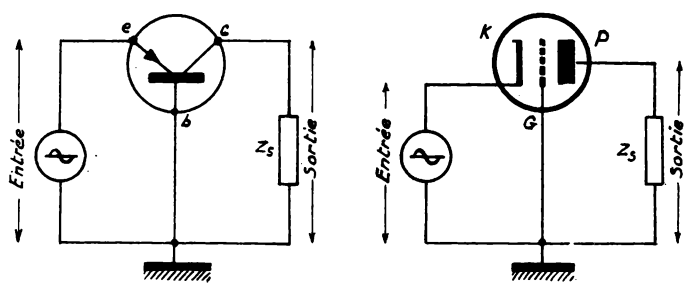


Fig. 314

Un tel montage est dit « *à base commune* » parce que l'électrode de base est commune aux circuits d'entrée et de sortie, ou, encore, avec *base à la masse.*

On peut, sous les réserves déjà faites plus haut, le comparer au montage d'un tube triode dont la tension de commande serait appliquée entre cathode et masse, montage connu sous la désignation de *grille à la masse.*

Avec cette configuration la résistance d'entrée est : $r_e + r_b$ et la résistance de sortie : $r_c + r_b$

L'impédance d'entrée étant plus faible que l'impédance de sortie il en résulte qu'on obtient un gain en tension.

Nous donnons figure 315 un schéma avec indication de l'ordre de grandeur des différents éléments.

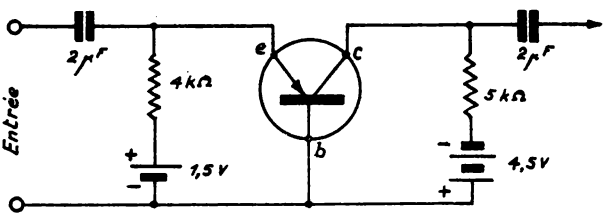


Fig. 315

Les tensions d'entrée et de sortie sont en phase.

2° *Émetteur à la masse* (fig. 316).

On désigne encore ce montage par le terme : *à émetteur commun* parce que cette électrode fait partie du circuit d'entrée et du circuit de sortie.

On peut le comparer avec le montage classique d'un tube électronique avec *cathode à la masse.*

L'impédance de sortie est plus grande que l'impédance d'entrée. On obtient surtout une *amplification d'intensité.*

La résistance d'entrée est $r_e + r_b$ et celle de sortie $r_c + r_b$.

On démontre que si le gain en intensité dans la configuration précédente est α on obtient ici un gain :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

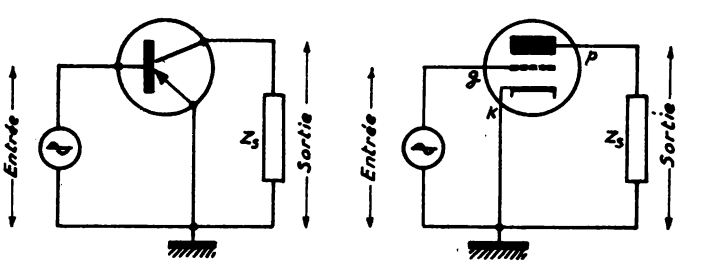


Fig. 316

En pratique si $\alpha = 0{,}98$ on trouve, par exemple :

$$\beta = \frac{0{,}98}{1 - 0{,}98} \text{ soit } \quad 46$$

Il y a une inversion de phase entre les courants d'entrée et de sortie.

Nous donnons figure 317 un schéma avec indication de la valeur des éléments.

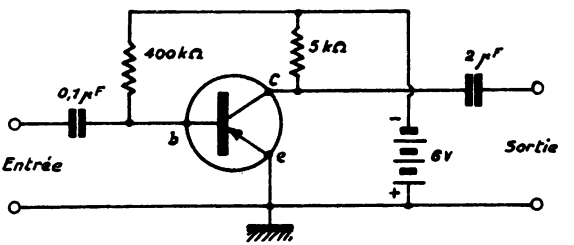


Fig. 317

3° *Collecteur à la masse* (fig. 318).

On dit encore, montage à collecteur commun, parce que le circuit du collecteur est commun aux circuits d'entrée et de sortie. Ce montage est comparable au montage d'un tube triode avec « *plaque à la masse* » (on dit encore : cathode follower ou montage à cathode flottante).

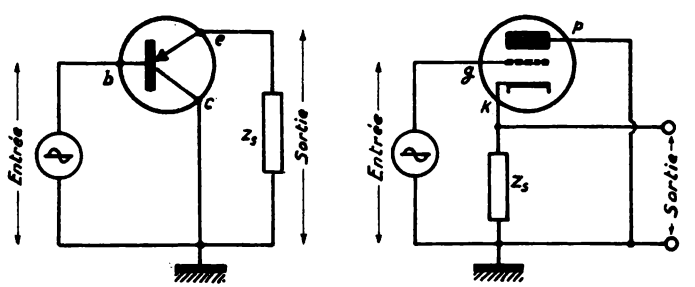


Fig. 318

Aussi bien pour le tube électronique que pour le transistor, ce montage peut être considéré comme un transformateur d'impédance : l'impédance d'entrée est élevée et l'impédance de sortie est faible. Le gain en tension est toujours légèrement inférieur à 1.

La figure 319 donne des indications sur la valeur des éléments.

415. Paramètres du transistor. — Le fonctionnement du transistor est déterminé par quatre grandeurs qui sont :

Tension d'émetteur : v_e,
Intensité d'émetteur : i_e,
Tension de collecteur : v_c,
Intensité de collecteur : i_c.

On peut donc tracer un ensemble de caractéristiques statiques en choisissant des groupes déterminés de ces paramètres.

Toutefois, l'intensité étant l'élément de commande, c'est elle qu'on prend toujours comme variable indépendante. Une fois de plus il faut souligner la différence essentielle qui existe avec les tubes électroniques. Dans ce dernier cas, on choisit soit la *tension anodique* (caractéristique $I_a V_g$) soit la *tension de grille* (caractéristiques $I_a V_a$).

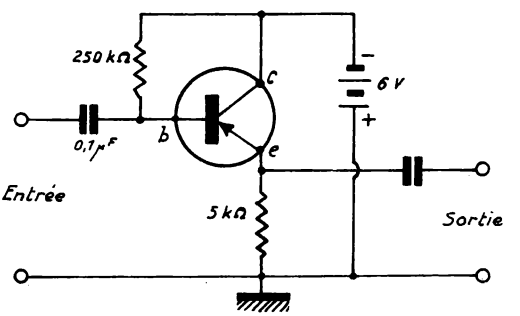


Fig. 319

Ainsi, pour tracer les caractéristiques d'un transistor, on fixera une *intensité* (émetteur par exemple), on fera varier le courant de l'autre électrode (collecteur) et on observera les variations de tension du collecteur.

Nous donnons deux exemples de réseaux figures 320 et 321. Les caractéristiques tracées fig. 320 sont souvent désignées sous le nom de *caractéristiques de réaction*, parce qu'elles permettent de juger l'action de l'*intensité de sortie*, c'est-à-dire du collecteur sur la tension de l'émetteur, c'est-à-dire la *tension d'entrée*.

La caractéristique donnant l'intensité de courant émetteur en fonction de la tension de collecteur pour des intensités constantes du courant de collecteur est *la caractéristique de transfert*. Elle permet d'apprécier l'influence du courant d'entrée (émetteur) sur la tension de sortie (collecteur).

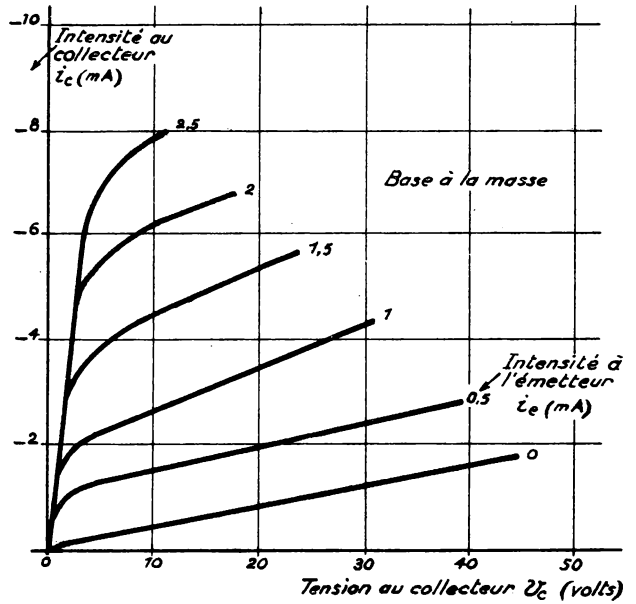


Fig. 320

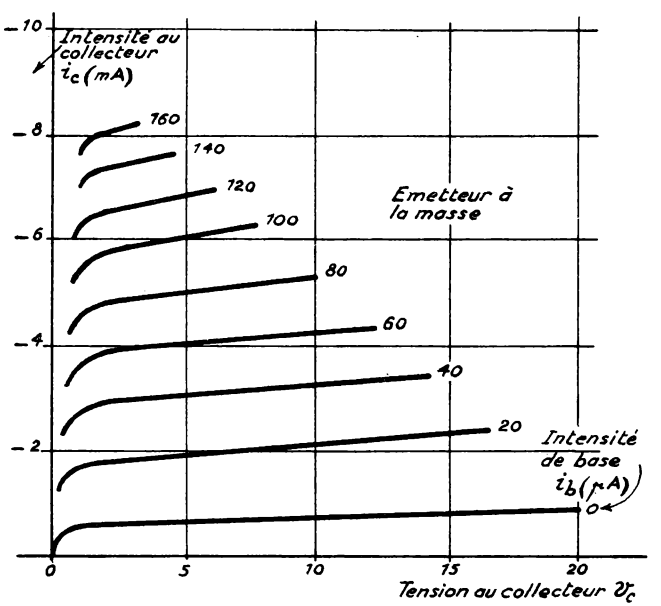


Fig. 321

416. Intensité de coupure. Dissipation au collecteur. — La jonction base/collecteur, polarisée en sens inverse, est le siège d'une intensité dite « *de coupure* » quand l'émetteur reste à circuit ouvert.

Ainsi qu'il a été expliqué plus haut à propos des diodes à jonction cette intensité est fonction de la tension appliquée au collecteur et de la *température.*

Dans les transistors au germanium du modèle courant cette intensité est généralement de quelques microampères. Elle est très inférieure dans les transistors à silicium.

Elle dépend aussi de la surface de la jonction. Elle peut donc atteindre une valeur beaucoup plus grande dans les transistors de puissance.

Surtout quand il s'agit de transistors au germanium il faut éviter toute élévation anormale de température. Il ne faut pas perdre de vue qu'au delà de 80 ou 85° C, *il n'y a plus de germanium « p »* et, par conséquent... plus d'effet transistor.

Or le volume d'un transistor est très petit. Il suffit donc d'une dissipation de puissance très faible pour amener localement une élévation notable de température... en un endroit ou toute ventilation est impossible. Par construction, on donne aux éléments constituant le collecteur un volume légèrement supérieur à ceux de l'émetteur. Il en résulte que malgré la symétrie du schéma, les électrodes collecteur et émetteur d'un transistor à jonctions ne sont pas interchangeables.

En pratique, on peut admettre que l'intensité du courant de coupure double pour chaque élévation de température de 10° C au niveau de la jonction.

Le passage de cette intensité se traduit par une dissipation locale de puissance. Si des précautions spéciales ne sont pas prises, l'effet cumulatif se manifeste. C'est le phénomène de *l'emballement* particulièrement à craindre pour les transistors de puissance, fonctionnant dans une température ambiante élevée.

Cet effet a une importance toute particulière quand on utilise la configuration « *émetteur à la masse* » par suite de la grandeur du coefficient d'amplification en intensité β.

417. Stabilisation en courant continu. — Le point de fonctionnement au repos est déterminé par l'intensité d'émetteur et la tension de collecteur. Il est naturellement essentiel que la position de ce point soit stable. Il n'y a guère de difficultés pour obtenir ce résultat si les tensions émetteur-collecteur sont fixées au moyen de deux batteries séparées, comme sur le schéma figure 314, par exemple.

En pratique, on préférera toujours utiliser une seule batterie d'alimentation. C'est alors que se pose le problème de la stabilisation.

On définit (d'après SHEA) le facteur de stabilité S comme le rapport entre une variation du courant de collecteur dI_c et la variation correspondante du courant de coupure dI_{co} (émetteur à circuit ouvert). C'est donc :

$$S = \frac{dI_c}{dI_{co}}$$

La stabilité est d'autant meilleure que S est plus petit et voisin de I ce qui correspond à une stabilité parfaite.

Dans le montage de la figure 322, la stabilité est obtenue : 1° au moyen d'un diviseur de tension R_1-R_2 qui définit d'autant mieux la tension de base que sa consommation de courant est plus importante.

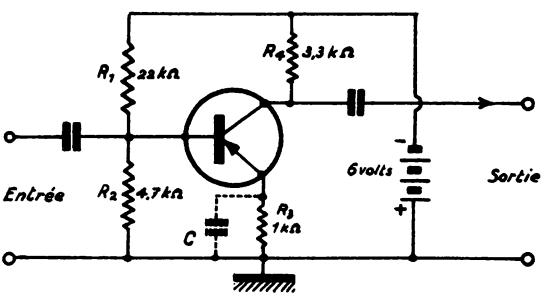


Fig. 322

2° Par l'introduction d'une résistance R_3 qui provoque la naissance d'une *contre-réaction*. Si le courant de collecteur augmente la tension négative de base devient plus importante ce qui entraîne une réduction de tension entre base et émetteur et une diminution du courant de base.

Il va sans dire que ce même effet de contre-réaction se produirait pour les courants alternatifs soumis à l'amplification. Il en résulterait une diminution du gain. On évite cet effet en shuntant la résistance R_3 par une capacité de valeur appropriée.

Le calcul du facteur de stabilité conduit au résultat suivant :

$$S = \frac{1 + \dfrac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}}{1 - \alpha + \dfrac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}}$$

En remarquant que $\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$ est la résistance équivalente aux deux résistances R_1 et R_2 mises en parallèle et en désignant celle-ci par R' :

$$S = \frac{1 + \frac{R_3}{R'}}{1 - \alpha + \frac{R_3}{R'}}$$

Il faut donc que R_3/R' soit aussi grand que possible, c'est-à-dire que R_3 soit grand et que la consommation du diviseur de tension soit importante (R' petit).

418. Comportement en haute fréquence. — Fréquence de coupure. — Deux facteurs principaux limitent le fonctionnement des transistors dans le domaine des hautes fréquences.

a) Durée de transit des porteurs dans la base.

b) Capacité dynamique des jonctions.

On réduit la durée de transit en diminuant le plus possible l'épaisseur de la base. Les effets dus à la capacité dynamique sont réduits en adoptant des modes de fabrication spéciaux (transistors à diffusion, à barrière de surface, drift transistor, etc.).

On définit la limite de fréquence au moyen de la *fréquence de coupure* α qui est la fréquence pour laquelle la valeur de α tombe à 3 décibels au-dessous de la valeur obtenue en courant continu.

Dans certains cas, on donne la fréquence de coupure β définie de la même manière ou, encore, la fréquence pour laquelle le transistor cesse de pouvoir entretenir des oscillations (gain égal à 1).

Les premiers transistors fabriqués ne pouvaient convenir que pour l'amplification de basse fréquence. Leur fréquence de coupure était, par exemple de 15 ou 20 kilohertz. C'est encore le cas pour les transistors de très grande puissance.

Les transistors à haute fréquence de qualité courante ont des fréquences de coupure α comprises entre 3 et 10 mégahertz.

Pour certains modèles spéciaux à base diffusée ou à barrière de surface, la fréquence de coupure est de l'ordre, ou même supérieur à 100 mégahertz.

419. Transistor tétrode. — Le transistor tétrode est un dispositif analogue aux précédents mais dans lequel une seconde connexion a été

disposée sur la base (fig. 323) en une position diamétralement opposée à la première. A l'aide de cette quatrième électrode on applique une tension de blocage. Tout se passe comme si l'on réduisait la surface de la base et par conséquent sa capacité. On peut ainsi atteindre des fréquences de coupure α largement supérieures à 100 mégahertz, mais les intensités ne peuvent avoir qu'une très faible valeur. La construction de ces transistors est très difficile.

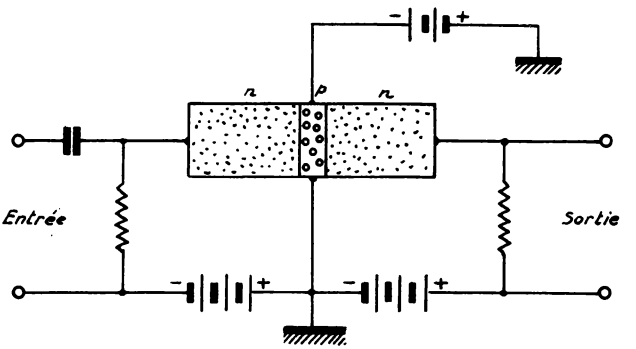


Fig. 323

420. Valeurs limites. — Dans l'utilisation des transistors il est nécessaire de respecter les valeurs limites indiquées par les constructeurs. Dans ce domaine, il est certain que les tolérances *sont beaucoup moins larges que dans celui des tubes électroniques.*

a) *Puissance maximum.*

C'est sur le collecteur qu'apparaît pratiquement toute la puissance. La valeur limite pour un transistor normal est de 25 milliwatts. Cette valeur est un absolu qu'il ne faut dépasser sous aucun prétexte.

b) *Tension maximum de collecteur.*

La jonction émetteur étant inversement polarisée, il y a une tension pour laquelle le « claquage » se produit.

c) *Intensité maximum de collecteur.*

421. Schémas de principe. — Nous donnons à titre documentaire quelques schémas de principe.

Amplificateur de fréquence intermédiaire (fig. 324).

Nous n'avons figuré qu'un seul étage mais les autres sont montés de la même manière.

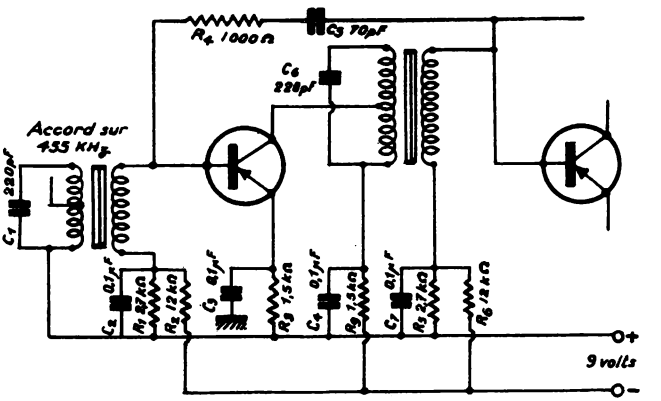


Fig. 324

Les transformateurs sont à circuit primaire accordé. On notera le dispositif de stabilisation en courant continu qui est conforme à l'étude faite ci-dessus.

Le montage est à émetteur commun.

L'ensemble R_4C_5 est un dispositif d'*unilatéralisation*, c'est-à-dire de *neutrodynation*.

Circuit oscillateur.

Beaucoup de montages peuvent être imaginés pour fournir soit des oscillations sinusoïdales dans un circuit accordé, soit des oscillations de relaxation.

Nous donnons figure 325 un schéma très simple utilisant la résistance négative de base.

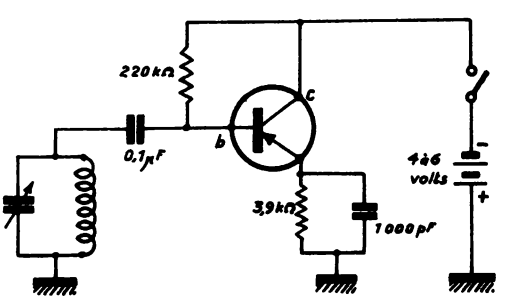


Fig. 325

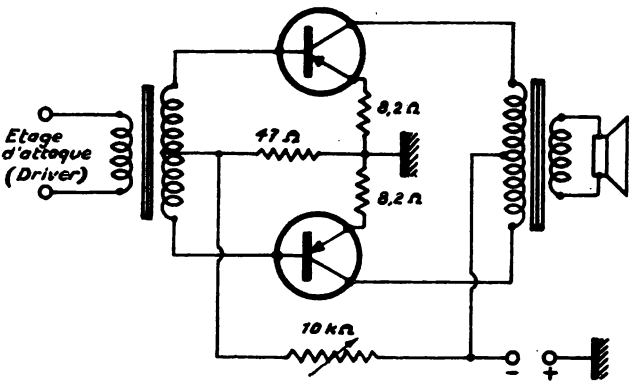


Fig. 326

Amplificateur de puissance (fig. 326).

Nous donnons figure 326 un schéma d'amplificateur de puissance fonctionnant en classe B. La résistance variable doit être réglée pour éviter la distorsion au raccordement des caractéristiques.

Les résistances de 8,2 ohms ont pour fonction d'éviter les phénomènes d'emballement. Équipé avec des transistors 188 A (Thomson-Houston). Cet étage peut fournir une puissance utile de l'ordre de 750 milliwatts sous 12 volts. Il y a de nombreuses autres utilisations que nous ne pouvons citer ici.

CHAPITRE XXII

NORMALISATION DES SYMBOLES POUR LES TUBES ÉLECTRONIQUES

Base : travaux 1958 du Comité Électrotechnique Français pour la Commission Electrotechnique Internationale, section 39-1.

4. — Symboles d'éléments de tubes.

Les symboles d'électrodes et autres éléments sont généralement des lettres minuscules. Toutefois, lorsque les symboles en lettres minuscules utilisés dans un texte peuvent prêter à confusion ou rendre la lecture difficile, il peut être admis d'utiliser des lettres majuscules.

4.1 — CAS GÉNÉRAL :

a	anode
c	cible
ci	connexion interne (non spécifiée, ne devant pas être utilisée dans le circuit).
d	anode de diode (tubes à plusieurs sections)
dy	dynode
e	écran, blindage interne
f	filament (précédé de + ou — éventuellement)
fm	point milieu du filament
g	grille (g1, g2, g3 etc. à partir de la cathode)
io	électrode d'ionisation - igniteur
j	électrode arbitraire
k	cathode
m	revêtement conducteur ou chemise métallique externe
nc	non connecté (broche ou sortie sans aucune connexion interne)
r	réflecteur
r	réservoir
s	sole

4.2 — CAS DES TUBES A RAYONS CATHODIQUES :

k	cathode
g1	grille de commande

g2, g3, g4, etc	la ou les grilles écran ou électrodes de concentration, numérotées dans l'ordre croissant selon leur position par rapport à la cathode.
a	anode
y1, y2	les plaques de déviation les plus sensibles, généralement utilisées pour la déviation verticale.
x1, x2	les autres plaques de déviation
pa1, pa2, pa3, etc.	la ou les électrodes de post-accélération.

5. — Symboles de catégories de tubes.

5.1 — LES SYMBOLES DE CATÉGORIES DE TUBES SONT :

ATR	Tube de commutation à l'émission
CR	Compteur de radiations
D	Diode
ELT	Tube électromètre
H	Hexode, Heptode
IGN	Ignitron
K	Klystron
M	Magnétron
P	Pentode
PHT	Tube photoélectronique
PTR	Tube de protection TR
Q	Tétrode
RG	Redresseur à gaz ou à vapeur de mercure
RV	Redresseur à vide
T	Triode
THY	Thyratron
TOP	Tube à ondes progressives
TOR	Tube à ondes régressives
TR	Tube de commutation à la réception
TRC	Tube à rayons cathodiques
VR	Tube de tension de Référence ou de Régulation

Les symboles T, Q, P, etc. peuvent être suivi de (E) pour préciser qu'il s'agit d'un tube d'émission ou de (R) lorsqu'il s'agit d'un tube de réception.

5.2 — TUBES A PLUSIEURS SECTIONS.

5.2.1 — Dans le cas de tubes à plusieurs sections, les symboles D, H, P, etc. définis en 5.1 sont notamment associés avec le symbole d'électrode pour différencier les électrodes semblables.

5.2.2 — Lorsque les sections sont de même catégorie (double triode par exemple) les électrodes de plusieurs sections sont différenciées par les signes ' et " (éventuellement "')

5.2.3 — Dans le cas d'un tube à plusieurs sections dont une section est une diode, l'anode de celle-ci est désignée par le vmbole « d »

Quelques symboles de grandeurs :

F : facteur de bruit,
G : conductance,
GP : gain en puissance (en dB),
I : intensité,
k : coefficient d'amplification,
P : puissance,
R : résistance,
r : résistance d'isolement d'une électrode en l'absence d'émission électronique,
s : pente en mA par volt,
Sc : pente de conversion,
V : tension ou différence de potentiel,
I : intensité,
Z : impédance de charge,
ρ : résistance interne du tube,
c : en continu,
a : en alternatif,
p : en impulsions.

7. — Règles d'association des symboles.

7.1 — RÈGLE GÉNÉRALE :

Lorsqu'une association de symboles est nécessaire pour définir entièrement ce que l'on veut exprimer, il ne doit pas être laissé d'espace entre les différent symboles. Tous les symboles peuvent être écrits sur la même ligne lorsqu'aucune confusion n'est à craindre. Si la lecture d'un symbole complexe est rendue difficile ou peut prêter à confusion, il pourra être fait usage de points pour distinguer certains symboles ou groupes de symboles.

7.2 — SECTIONS ET ÉLÉMENTS DE TUBE :

L'ordre d'écriture est toujours : Symbole d'élément, suivi immédiatement du symbole de section.

Exemple : g1T = grille 1 de la section triode.

7.3 — GRANDEURS ET ÉLÉMENTS :

7.3.1 — Le symbole d'élément est placé immédiatement après le symbole de grandeur.

Exemple : Va = tension d'anode.

7.3.2 — Dans le cas des tensions, les 2 symboles des électrodes entre lesquelles la mesure est faite sont placés après le symbole de grandeur, la dernière des électrodes indiquées étant celle utilisée comme point de référence.

Exemple : Vfk ; tension entre filament et cathode.

Afin de simplifier l'écriture des symboles, les points de référence définis de 7.3.2.1. à 7.3.2.6. ont été conventionnellement adoptés.

Lorsque ces points de référence sont utilisés, le symbole de la 2ème électrode est supprimé.

Exemple : Va = tension entre cathode et anode.

Toutefois, le symbole Vf caractérise toujours la tension aux bornes du filament.

7.3.2.1 — Tubes à chauffage direct alimenté en continu : le point de référence est l'extrémité négative du filament.

7.3.2.2 — Tubes à chauffage direct alimenté en alternatif : le point de référence est le point milieu électrique du filament.

7.3.2.3 — Tubes à chauffage indirect en polarisation fixe par le circuit de grille : le point de référence est la connexion de cathode.

7.3.2.4 — Tubes à chauffage indirect en polarisation par résistance de cathode ou mixte ; le point de référence est l'extrémité de la résistance de polarisation non reliée à la cathode.

7.3.2.5 — Tubes à cathode froide ; le point de référence est la connexion de cathode.

7.3.2.6 — Tubes TR, ATR ; le point de référence est la masse.

7.3.3 — Lorsque, pour une grandeur mesurée, il existe une relation de cause à effet entre 2 électrodes, leurs symboles doivent être disposés dans l'ordre suivant :

— le symbole de l'électrode dans le circuit de laquelle l'effet est mesuré, puis le symbole de l'électrode dans le circuit de laquelle la cause est mesurée.

Exemple : sag3 = pente de la caractéristique Ia = f (Vg3).

Lorsque le symbole de pente « s » n'est suivi d'aucune autre indication il doit être interprété conventionnellement comme le symbole de la pente : sag 1.

7.3.4 — Capacités interélectrodes des Tubes.

7.3.4.1 — Les symboles des éléments entre lesquels la capacité est mesurée sont écrits après le symbole de capacité C. Un trait oblique sépare les éléments qui sont connectés à l'une et à l'autre des bornes actives de l'appareil d'essai. Les symboles des éléments connectés à la masse, sont mis entre parenthèses, à la suite.

Exemple : Cfk/a (g1) = capacité entre filament + cathode d'une part et anode d'autre part : la grille 1 est exclue de la mesure et mise à la masse.

7.3.4.2 — Le symbole « R » (reste) peut être utilisé pour désigner tous les autres éléments d'une même section d'un tube.

Exemple : Ca/g1(R) = capacité entre l'anode et la grille 1, tous les autres éléments g2, g3, écran, etc. sont mis à la masse.

7.3.4.3 — Le symbole « u » est utilisé dans le cas d'un tube à plusieurs sections pour désigner l'ensemble des éléments des sections qui ne font pas l'objet de la mesure.

Exemple : Cg1′/a′ (Ru) = capacité entre la grille 1 et l'anode de la 1re section, tous les autres éléments de cette section et tous les éléments des autres sections sont mis à la masse.

7.3.4.4. — Dans le cas des tubes à plusieurs sections la règle d'association des symboles de sections et d'éléments définie en 7.2 est appliquée.

Exemple : Cg1T/g1P (Ru) = capacité entre la grille 1 de la section triode et la grille 1 de la section pentode, tous les autres éléments des sections triode et pentode sont mis à la masse.

7.4 — GRANDEUR AVEC INDICATION DE SA NATURE PHYSIQUE ET ELEMENTS DE TUBE.

L'ordre à adopter est le suivant :

— Grandeur
— Elément
— Nature physique de la grandeur.

Exemple : Vfk. eff = tension alternative entre filament et cathode, valeur efficace.

7.5 — LE SYMBOLE DE NATURE PHYSIQUE soit être associé au symbole de la grandeur et non à celui de l'unité.

Si exceptionnellement il est nécessaire d'associer au symbole de l'unité celui de la nature physique, ce dernier devra être mis obligatoirement entre parenthèses.

Exemple : mV (eff) = millivolt, valeur efficace.

7.6 — RÈGLES DIVERSES.

7.6.1 — S (Source). Lorsque l'on veut préciser qu'une grandeur exprimée caractérise la source d'alimentation d'un élément, le symbole « S » doit être placé immédiatement après le symbole de l'élément.

Exemple : Vg2S = tension de source de la grille 2

7.6.2 — s (signal)

7.6.2.1 — Cas général : Lorsque l'on veut préciser qu'une grandeur exprimée caractérise le signal, le symbole « s » doit être placé immédiatement après le symbole de l'élément.

Exemple : Vg1s = tension de signal de la grille, 1 valeur efficace.

7.6.2.2 — Cas particulier d'un signal en régime d'impulsions. Dans ce cas, le symbole « s » est remplacé par « p ».

Exemple : Vg1p. max = tension maximum de l'impulsion de la grille g1.

7.6.3 — Lorsque l'on veut préciser qu'une grandeur caractérise la composante d'une grandeur de source d'alimentation d'un élément et d'une grandeur de signal, le symbole composé (S + s) ou (S + p) mis entre parenthèses est placé immédiatement après le symbole de l'élément.

Exemple : Va (S + s) min = tension d'anode, source + signal, valeur minimum.

7.6.4 — Il peut être nécessaire d'utiliser le symbole d'une grandeur matérialisée par une pièce détachée faisant partie du circuit d'une électrode (résistance, capacité, etc.) en association avec d'autres symboles. Dans ce cas, le symbole de la grandeur matérialisée devra précéder le symbole de l'électrode.

Exemple : VRa . pcr = tension d'impulsion aux bornes de la résistance d'anode, valeur de crête.

7.6.5 — Tubes à plusieurs sections ayant des électrodes identiques.

7.6.5.1 — Lorsqu'une même grandeur caractérise séparément chacune des électrodes identiques des sections d'un tube, on ajoutera à la fin du symbole complexe relatif à une électrode considérée un trait oblique suivi du symbole de cette électrode.

Exemple : Rk/k = résistance de cathode dans chacune des cathodes.

7.6.5.2 — Dans un symbole complexe de grandeur et d'électrode, si le symbole ne comporte pas le signe distinctif de la section (′ ou ″) la grandeur est commune aux 2 électrodes à la fois.

Exemple : Rk = résistance de cathode commune aux 2 cathodes.

7.6.6 — Résistance d'isolement. Pour les isolements des électrodes les règles d'écriture définies en 7.3.4 (capacités interélectrodes) sont applicables. Toutefois lorsqu'une électrode est exclue de la mesure, il est entendu qu'elle n'est pas connectée au lieu d'être mise à la masse.

Exemple : ra/g1 (R) = résistance d'isolement entre anode et g1, tous les autres éléments étant exclus.

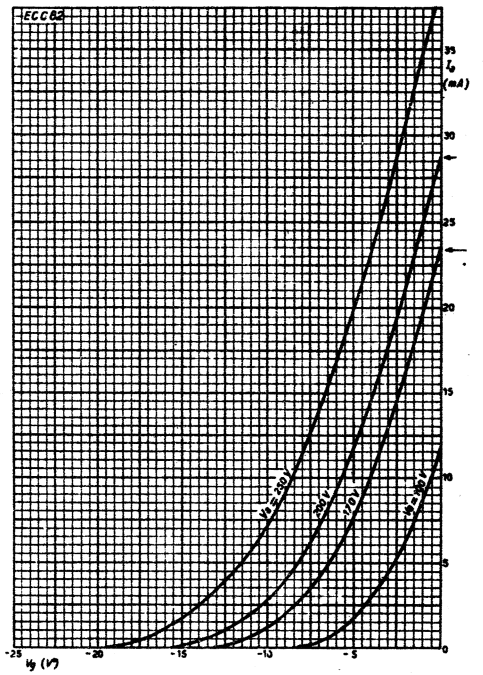
8.3 — EXEMPLES LITTÉRAUX D'USAGE COURANT :

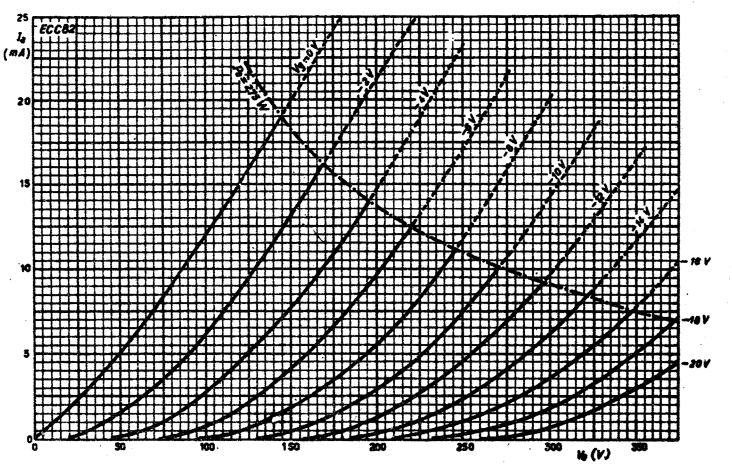
Ck	Capacité de découplage de cathode
Cu	Capacité de charge du circuit d'utilisation
Ia	Courant continu d'anode

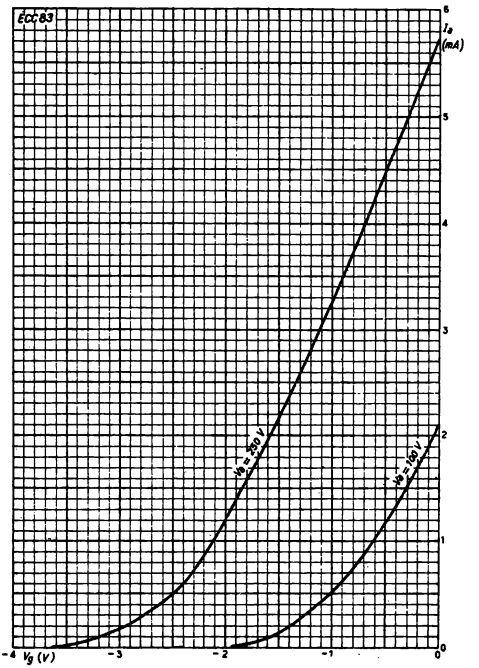
Ia.cr	Courant d'anode, valeur de crête
If	Courant filament
Ifk	Courant de fuite entre filament et cathode
Ig1, Ig2, etc.	Courant continu de la grille correspondante
Ig1.cr	Courant de grille 1, valeur de crête
Iio	Courant d'électrode d'ionisation
Ik	Courant continu de cathode
Ik.cr	Courant de cathode, valeur de crête
Ik/k	Courant continu de cathode, par section
Ir	Courant de réflecteur
Iu	Courant redressé, (valeur moyenne d'utilisation) à la sortie d'un tube redresseur
Pa	Puissance dissipée d'anode
pe	Puissance d'entrée, valeur instantanée
Pe	Puissance d'entrée, valeur moyenne
Pe.cr	Puissance d'entrée, valeur de crête
Pg1, Pg2, etc.	Puissance dissipée des grilles correspondantes
Pu	Puissance moyenne ou efficace d'utilisation
Pu.cr	Puissance d'utilisation, valeur de crête
Rg1, Rg2, etc.	Résistance dans le circuit de la grille correspondante
Vaa	Tension alternative d'anode, voleur efficace
Va/aa	Tension alternative d'anode par section
Vai.cr	Tension inverse d'anode, valeur de crête
Va.pcr	Tension d'impulsion d'anode, valeur de crête
Va.ppo	Tension d'impulsion d'anode, valeur de pointe
VaS	Tension continue de la source d'anode
Vfa	Tension alternative filament
Vfc	Tension continue filament
Vfkc	Tension continue filament cathode
Vg1, Vg2, etc.	Tension continue de la grille correspondante
Vgls	Tension du signal appliqué sur la grille 1, valeur efficace
Vint	Chute de tension interne en continu
Vint.cr	Chute de tension interne, valeur de crête
Vio	Tension d'ionisation
Vr	Tension de réflecteur

RECUEIL DES COURBES CARACTÉRISTIQUES DE TUBES ÉLECTRONIQUES ET DE TRANSISTORS

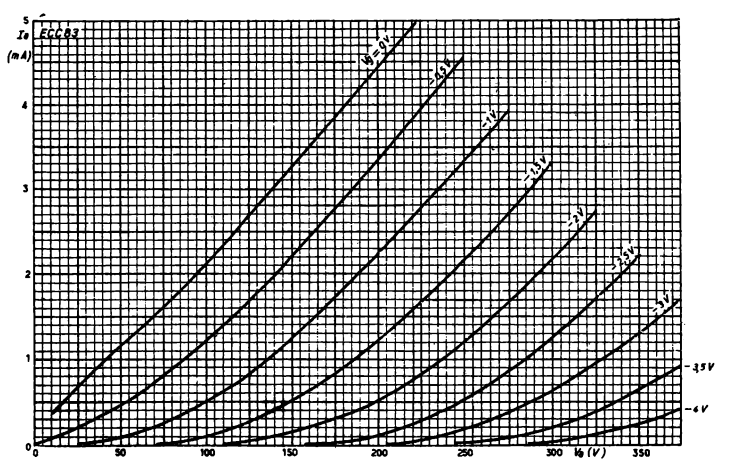
12 AU 7



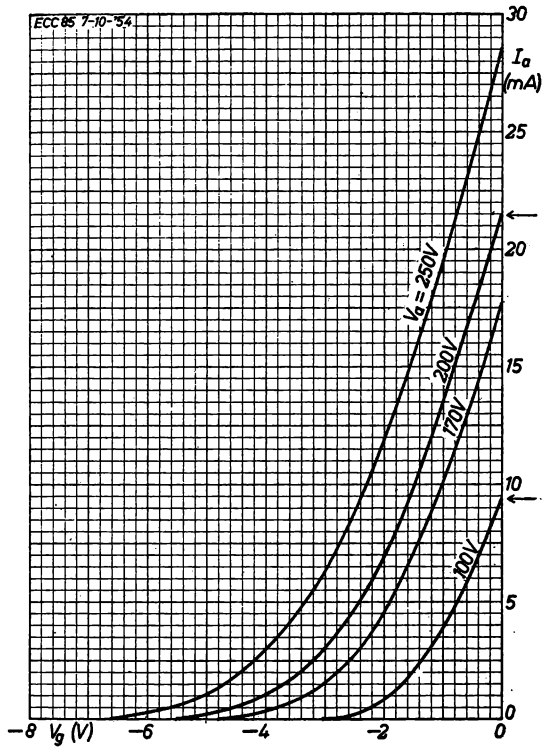


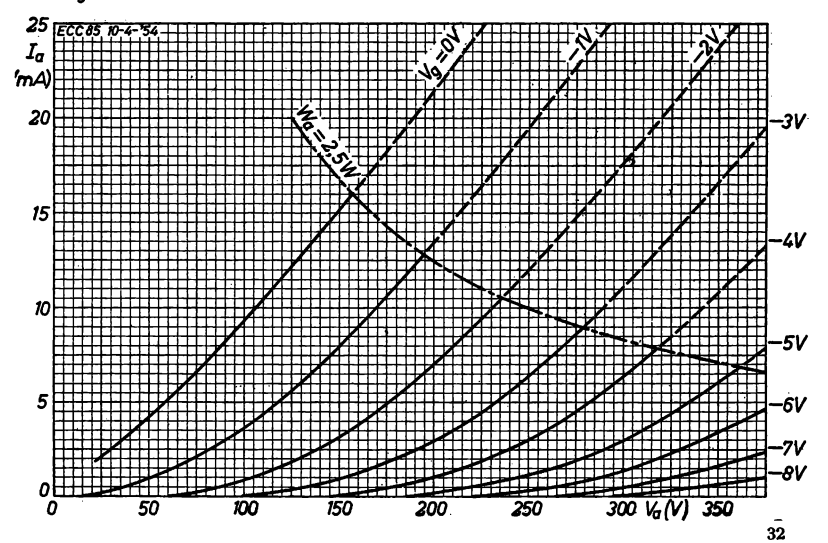

ECC 83
Ia (mA)
Ug = 250 V
Ug = 150 V
Vg (V)

12 AX 7

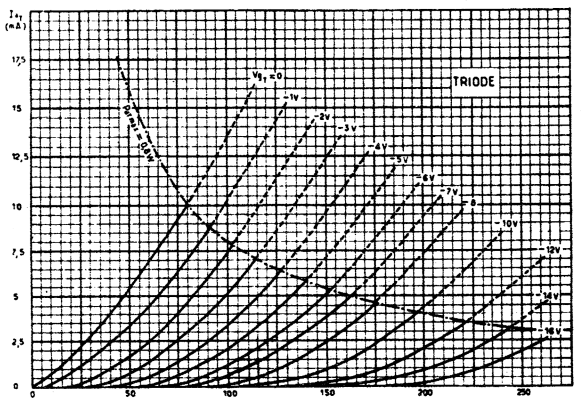

ECC 83
Ia (mA)
Vg = 0 V
-0,5 V
-1 V
-1,5 V
-2 V
-2,5 V
-3 V
-3,5 V
-4 V
Vg (V)

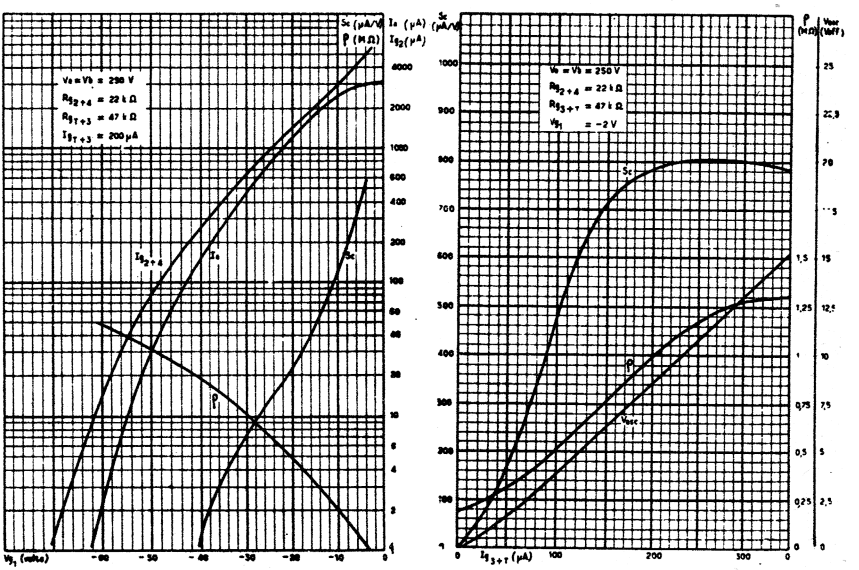
ECC 85


ECC 85 7-10-54
I_a (mA)
30
25
20
15
10
5
0
V_a = 250V
200V
170V
100V
−8 V_g (V)
−6
−4
−2
0

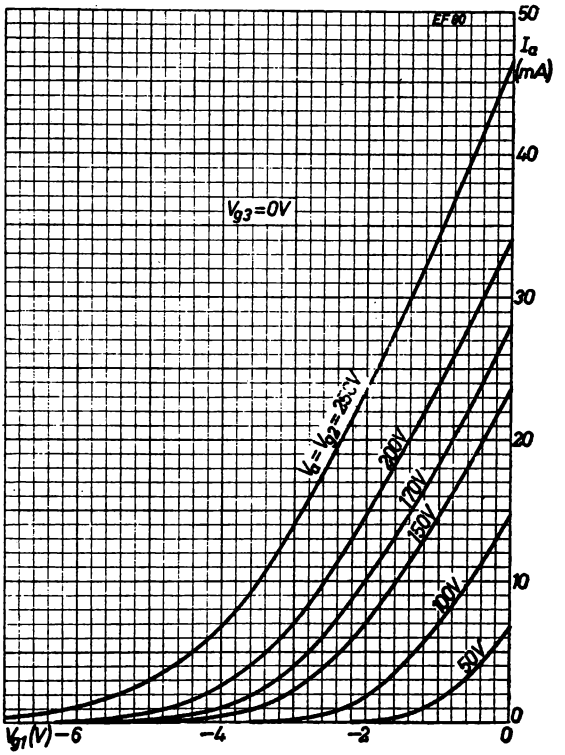

ECC 85 10-4-54
I_a (mA)
25
20
15
10
5
0
V_g = 0V
−1V
−2V
W_a = 2,5W
−3V
−4V
−5V
−6V
−7V
−8V
0
50
100
150
200
250
300 V_a (V)
350

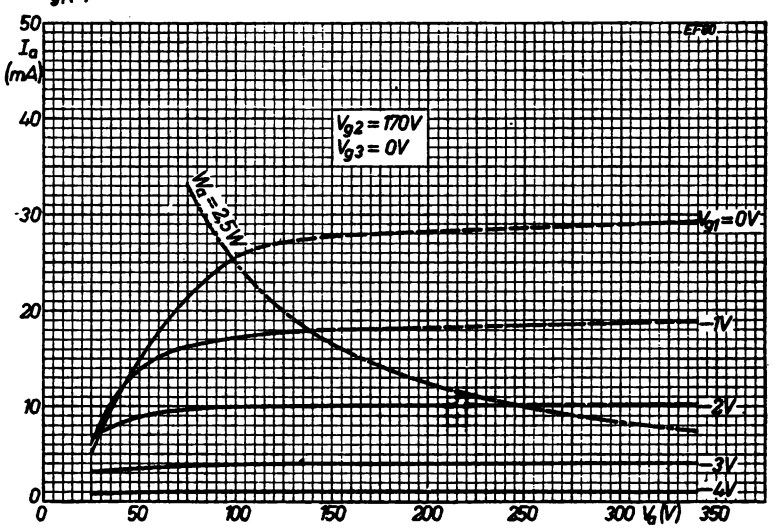
ECH 81


TRIODE
V_{g_1} = 0
-1V
-2V
-3V
-4V
-5V
-6V
-7V
-8
-10V
-12V
-14V
-16V
0
50
100
150
200
250
0
2,5
5
7,5
10
12,5
15
17,5

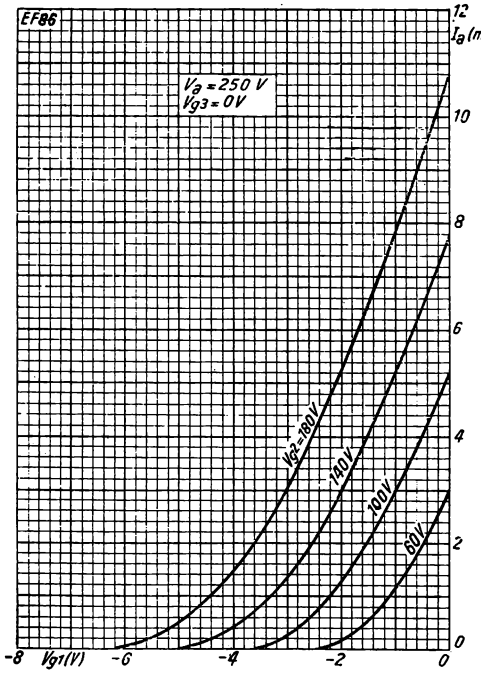

$V_a = V_{b_2}$ = 250 V
$R_{g_{2+4}}$ = 22 kΩ
$R_{g_{3+T}}$ = 47 kΩ
V_{g_1} = -2 V
S_c
ρ
V_{aor}
$I_{g_{3+T}}$ (µA)

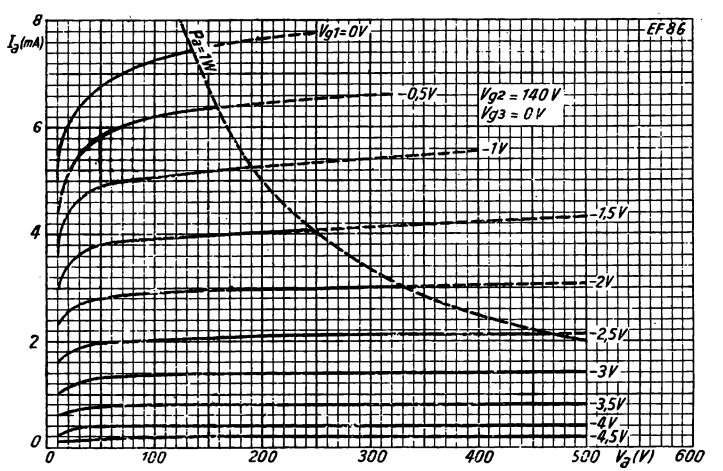
EF 80


EF80
I_a (mA)
50
40
30
20
10
0
$V_{g3}=0V$
$V_a=V_{g2}=250V$
200V
170V
150V
100V
50V
V_{g1}(V) −6
−4
−2
0

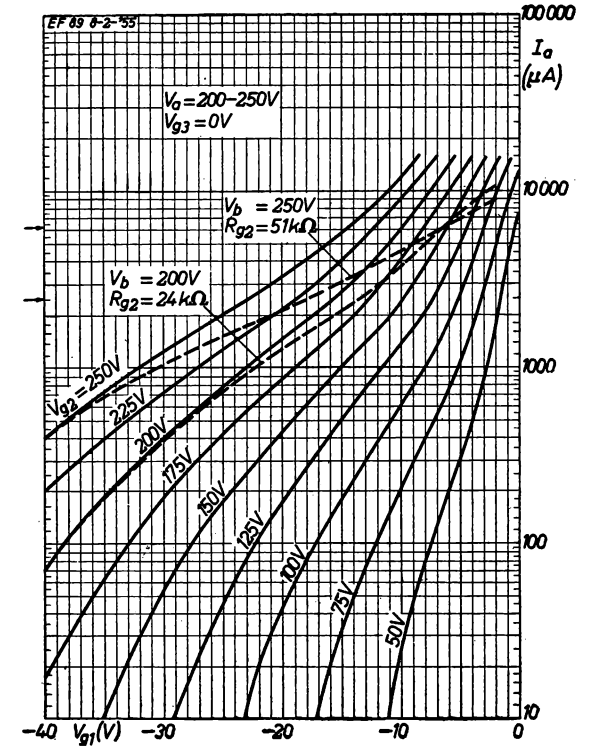

EF80
I_a (mA)
50
40
30
20
10
0
$V_{g2}=170V$
$V_{g3}=0V$
$V_a=250V$
$V_{g1}=0V$
−1V
−2V
−3V
−4V
0
50
100
150
200
250
300
V_a(V)
350

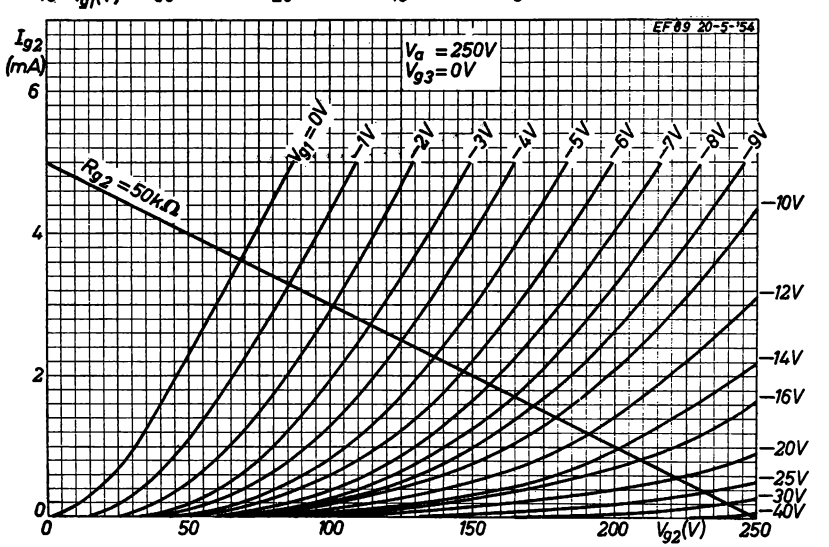
EF 86


EF86
I_a (mA)
V_a = 250 V
V_{g3} = 0V
V_{g2} = 180V
140V
100V
60V
V_{g1}(V)

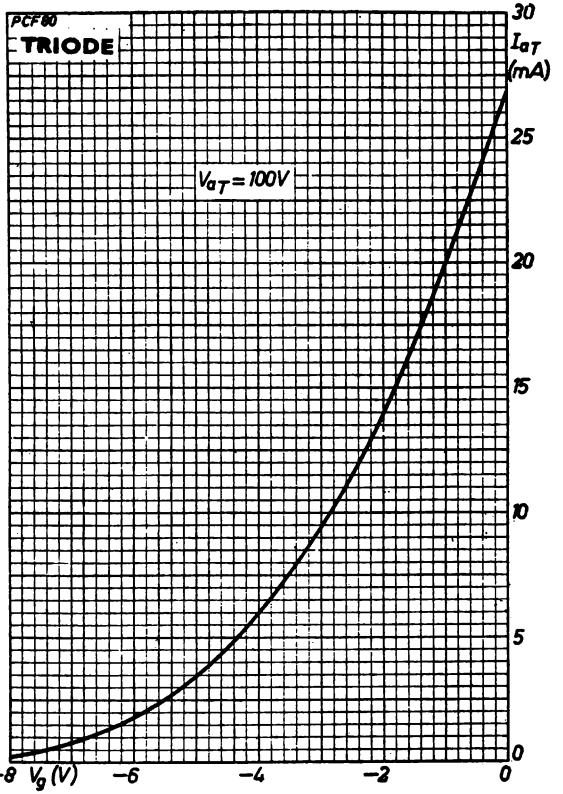

EF86
I_a (mA)
P_a = 1W
V_{g1} = 0V
-0,5V
-1V
-1,5V
-2V
-2,5V
-3V
-3,5V
-4V
-4,5V
V_{g2} = 140 V
V_{g3} = 0 V
V_a (V)

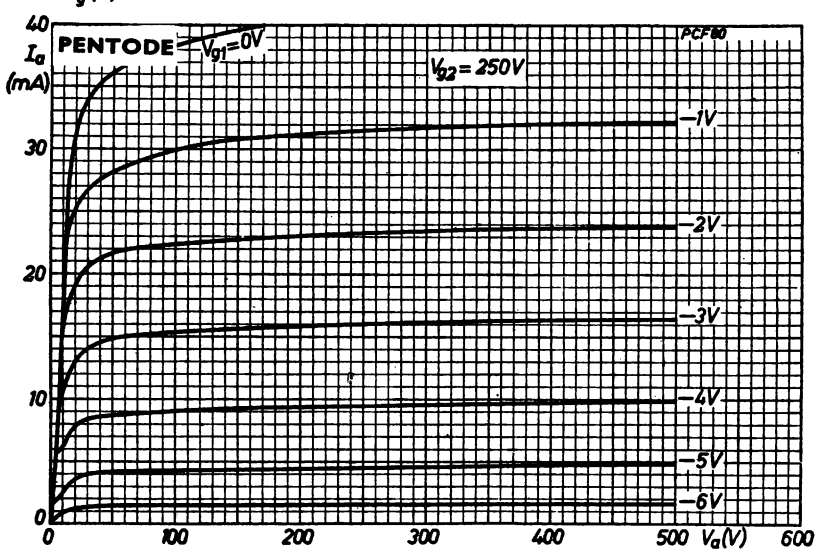
EF 89


EF 89 8-2-'55
V_a=200-250V
V_{g3}=0V
V_b =250V
R_{g2}=51kΩ
V_b =200V
R_{g2}=24kΩ
V_{g2}=250V
225V
200V
175V
150V
125V
100V
75V
50V
I_a (μA)
100000
10000
1000
100
10
-40 V_{g1}(V) -30 -20 -10 0

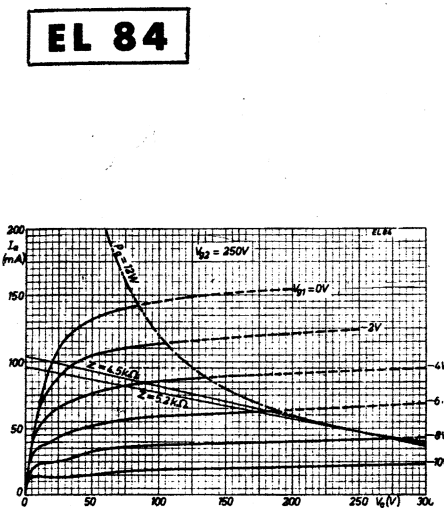

EF 89 20-5-'54
I_{g2} (mA)
V_a =250V
V_{g3}=0V
R_{g2}=50kΩ
V_{g1}=0V
-1V
-2V
-3V
-4V
-5V
-6V
-7V
-8V
-9V
-10V
-12V
-14V
-16V
-20V
-25V
-30V
-40V
6
4
2
0
0 50 100 150 200 V_{g2}(V) 250

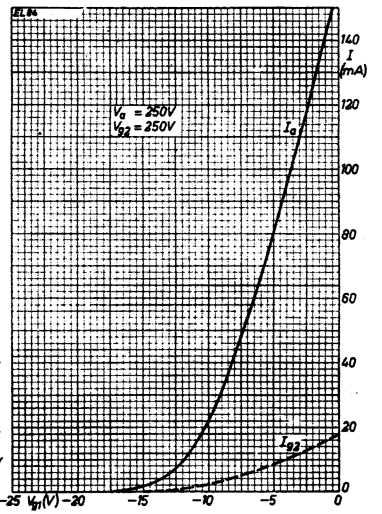
PCF 80

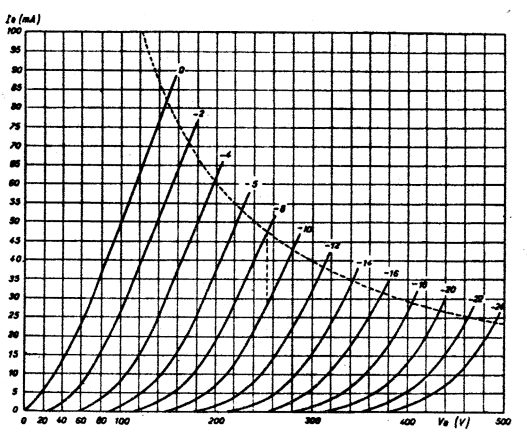

PCF80
TRIODE
V_{aT} = 100V
I_{aT} (mA)
30
25
20
15
10
5
0
−8 V_g (V)
−6
−4
−2
0


PCF80
PENTODE
V_{g1} = 0V
V_{g2} = 250V
I_a (mA)
40
30
20
10
0
−1V
−2V
−3V
−4V
−5V
−6V
0
100
200
300
400
500
V_a(V)
600

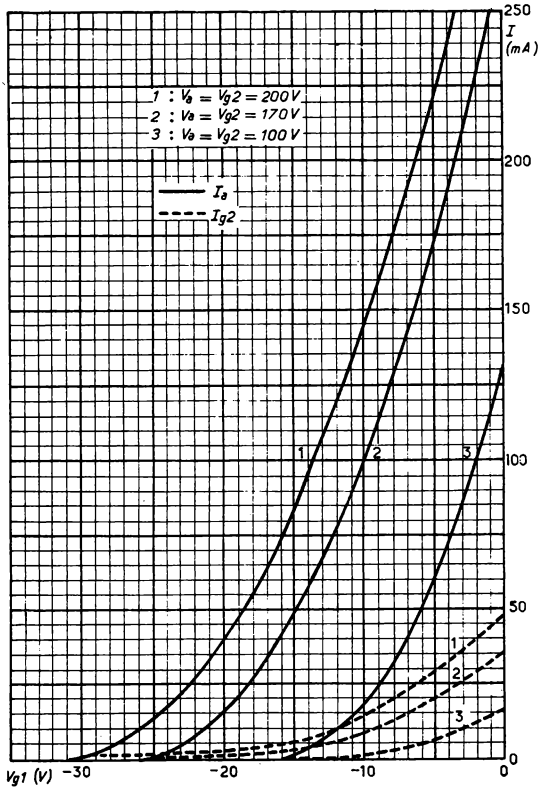
EL 84

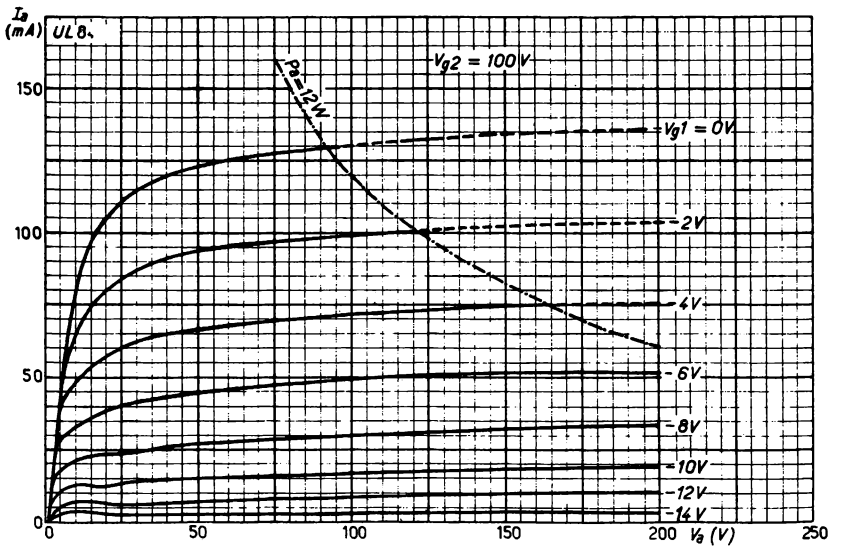

EL 84
I_a (mA)
V_{g2} = 250V
P_a = 12W
V_{g1} = 0V
-2V
-4V
-6V
-8V
-10V
R_a = 4,5kΩ
R_a = 3kΩ
V_a (V)


EL 84
V_a = 250V
V_{g2} = 250V
I_a
I_{g2}
I (mA)
V_{g1} (V)

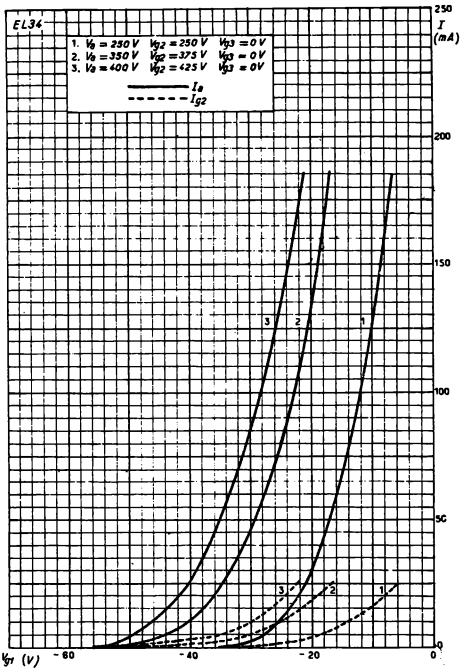

Ia (mA)
0
-2
-4
-5
-6
-8
-10
-12
-14
-16
-18
-20
-22
-24
Va (V)

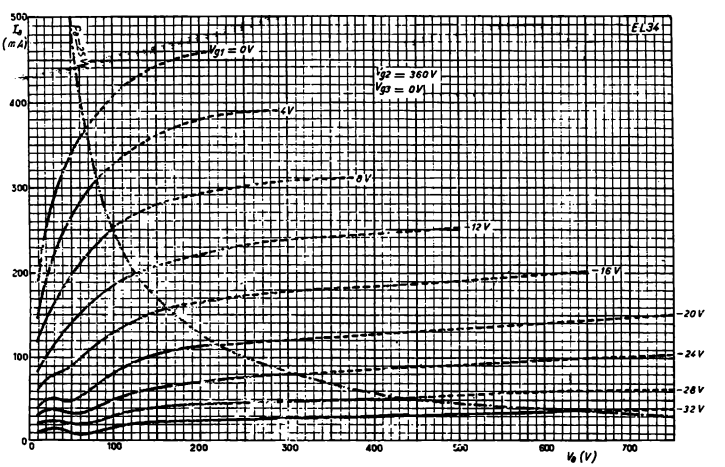
UL 84

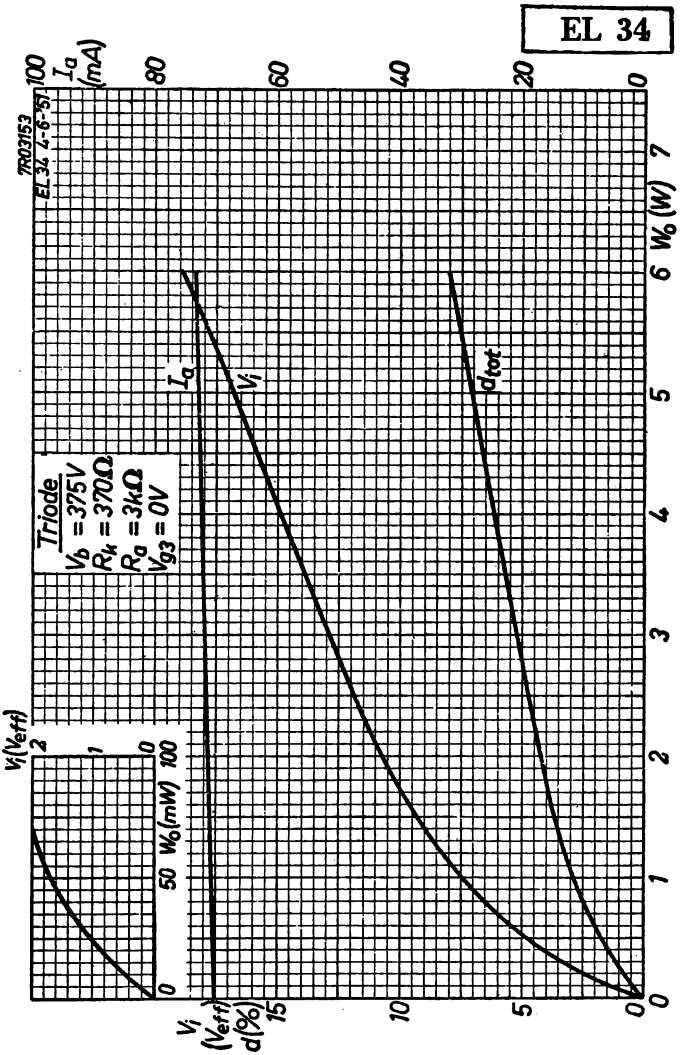

1 : Va = Vg2 = 200V
2 : Va = Vg2 = 170V
3 : Va = Vg2 = 100V
Ia
Ig2
I (mA)
250
200
150
100
50
0
1
2
3
Vg1 (V)
-30
-20
-10
0


Ia (mA)
UL 84
Vg2 = 100V
Pa = 12W
Vg1 = 0V
-2V
-4V
-6V
-8V
-10V
-12V
-14V
150
100
50
0
0
50
100
150
200
250
Va (V)

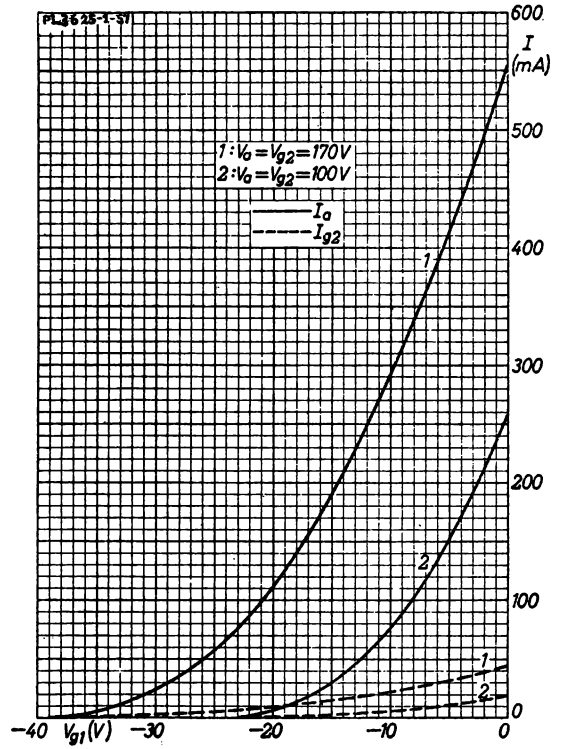
EL 34

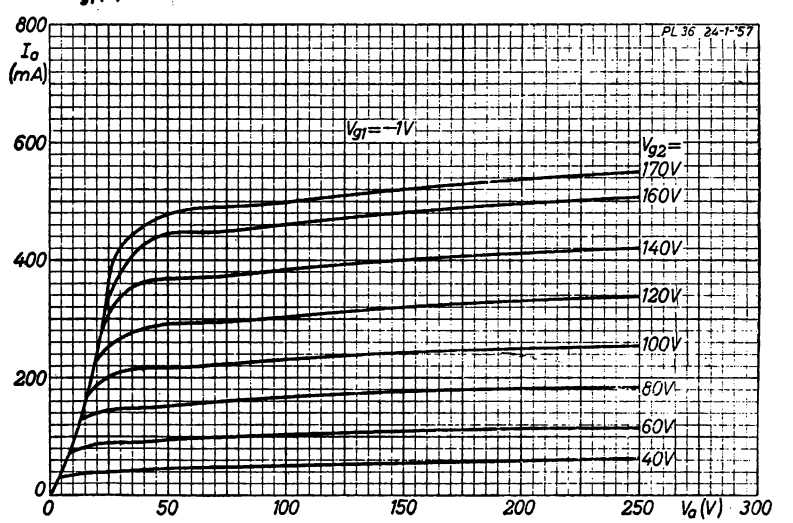

EL34
1. Va = 250 V Vg2 = 250 V Vg3 = 0 V
2. Va = 350 V Vg2 = 375 V Vg3 = 0 V
3. Va = 400 V Vg2 = 425 V Vg3 = 0 V
Ia
Ig2
I (mA)
250
200
150
100
50
0
Vg1 (V)
-60
-40
-20
0


EL34
Ia (mA)
Vg1 = 0V
Vg2 = 360V
Vg3 = 0V
-4V
-8V
-12V
-16V
-20V
-24V
-28V
-32V
500
400
300
200
100
0
0
100
200
300
400
500
600
700
Va (V)


EL 34
7R03153
EL 34 4-6-51
I_a (mA)
100
80
60
40
20
0
W_o (W)
7
6
5
4
3
2
1
0
I_a
V_i
d_{tot}
Triode
V_b = 375V
R_i = 370Ω
R_a = 3kΩ
V_{g3} = 0V
V_i (Veff)
2
1
0
100
50
0
W_o (mW)
V_i (Veff)
d (%)
15
10
5
0

EL 36


PL 36 25-1-57
I (mA)
600
500
400
300
200
100
0
1 : Va = Vg2 = 170V
2 : Va = Vg2 = 100V
Ia
Ig2
1
2
1
2
−40 Vg1 (V) −30 −20 −10 0

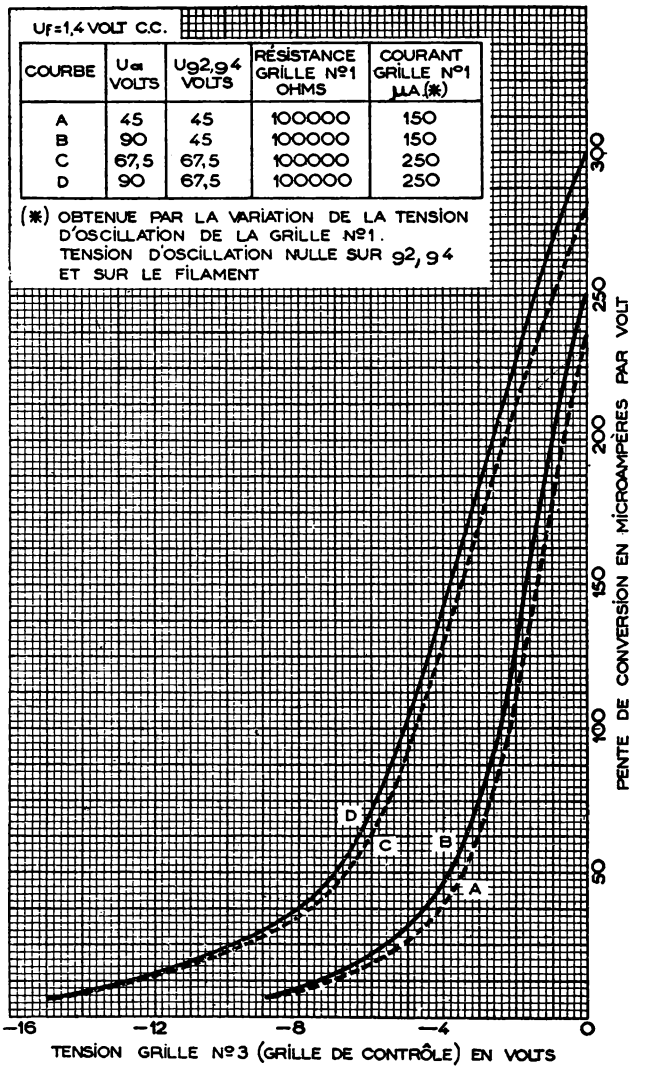

PL 36 24-1-57
Ia (mA)
800
600
400
200
0
Vg1 = −1V
Vg2 =
170V
160V
140V
120V
100V
80V
60V
40V
0 50 100 150 200 250 Va (V) 300

1 R 5

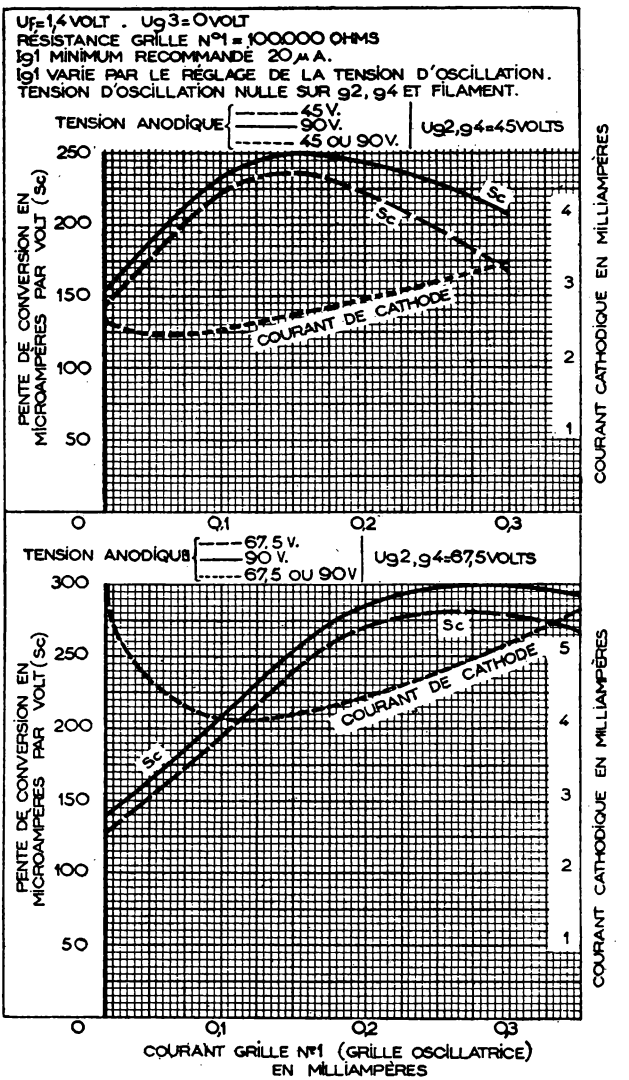
U_f = 1,4 VOLT C.C.

COURBE	U_{a1} VOLTS	$U_{g2,g4}$ VOLTS	RÉSISTANCE GRILLE N°1 OHMS	COURANT GRILLE N°1 µA (*)
A	45	45	100000	150
B	90	45	100000	150
C	67,5	67,5	100000	250
D	90	67,5	100000	250

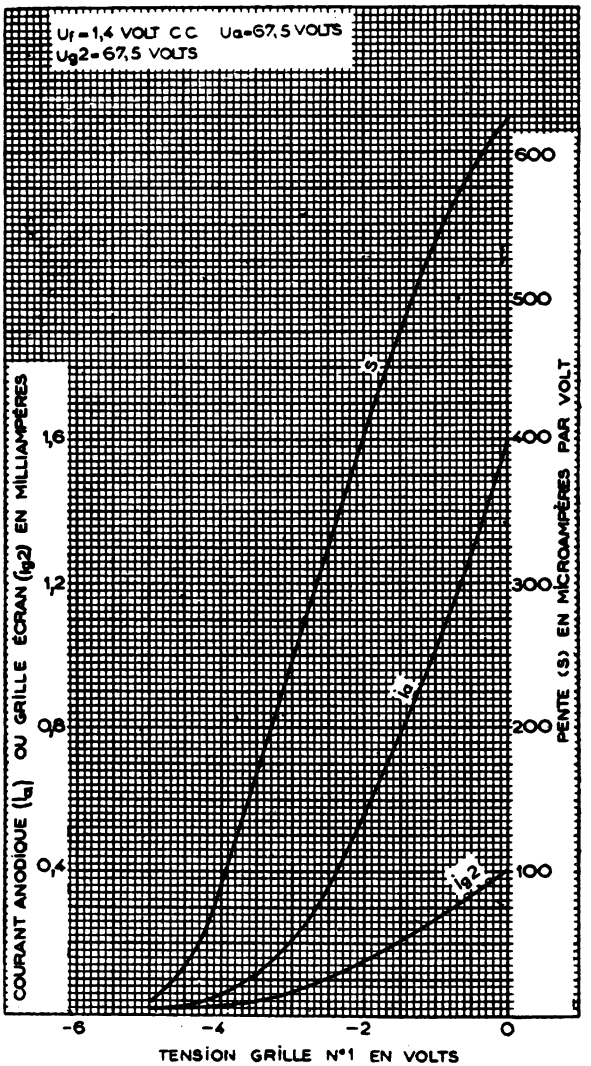
(*) OBTENUE PAR LA VARIATION DE LA TENSION D'OSCILLATION DE LA GRILLE N°1. TENSION D'OSCILLATION NULLE SUR g2, g4 ET SUR LE FILAMENT



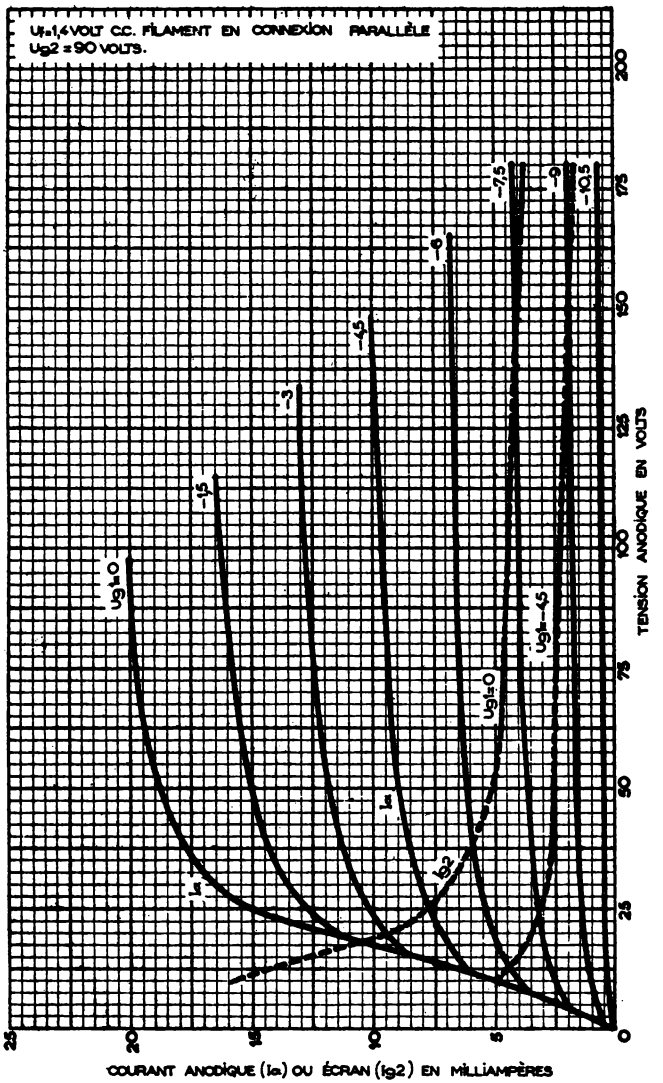
1 R 5


Uf=1,4 VOLT . Ug3=0 VOLT
RÉSISTANCE GRILLE N°1 = 1000000 OHMS
Ig1 MINIMUM RECOMMANDÉ 20 µA.
Ig1 VARIE PAR LE RÉGLAGE DE LA TENSION D'OSCILLATION.
TENSION D'OSCILLATION NULLE SUR g2, g4 ET FILAMENT.
TENSION ANODIQUE
45 V.
90 V.
45 OU 90 V.
Ug2,g4=45 VOLTS
PENTE DE CONVERSION EN MICROAMPÈRES PAR VOLT (Sc)
250
200
150
100
50
Sc
COURANT DE CATHODE
4
3
2
1
COURANT CATHODIQUE EN MILLIAMPÈRES
0
0,1
0,2
0,3
TENSION ANODIQUE
67,5 V.
90 V.
67,5 OU 90 V
Ug2,g4=67,5 VOLTS
300
250
200
150
100
50
Sc
COURANT DE CATHODE
5
4
3
2
1
COURANT CATHODIQUE EN MILLIAMPÈRES
0
0,1
0,2
0,3
COURANT GRILLE N°1 (GRILLE OSCILLATRICE) EN MILLIAMPÈRES

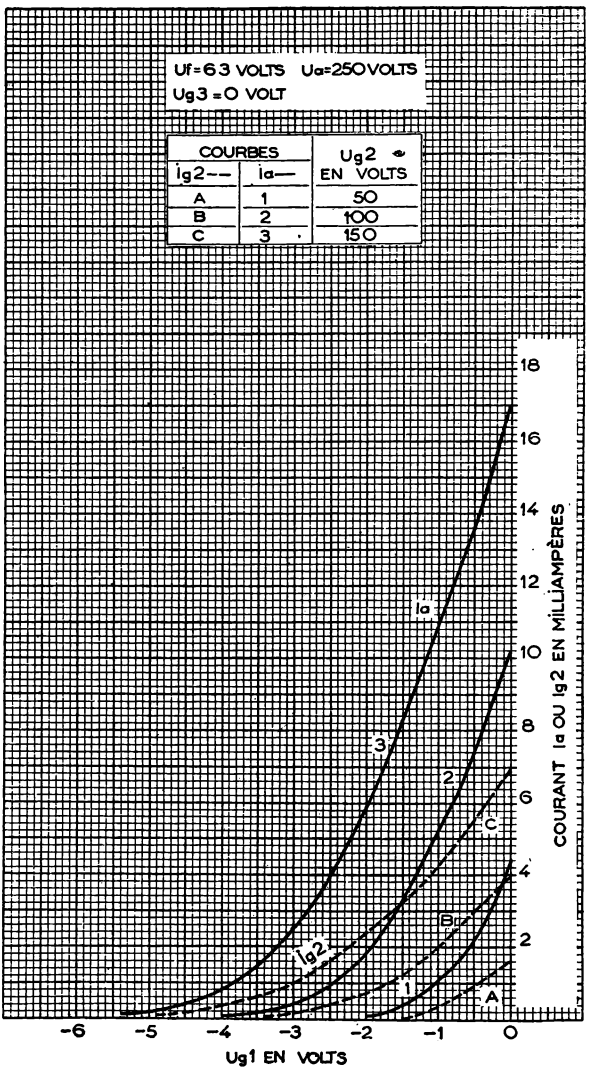
I S 5


Uf = 1,4 VOLT C C Ua=67,5 VOLTS
Ug2=67,5 VOLTS
COURANT ANODIQUE (Ia) OU GRILLE ÉCRAN (Ig2) EN MILLIAMPÈRES
1,6
1,2
0,8
0,4
PENTE (S) EN MICROAMPÈRES PAR VOLT
600
500
400
300
200
100
S
Ia1
Ig2
-6
-4
-2
0
TENSION GRILLE N°1 EN VOLTS

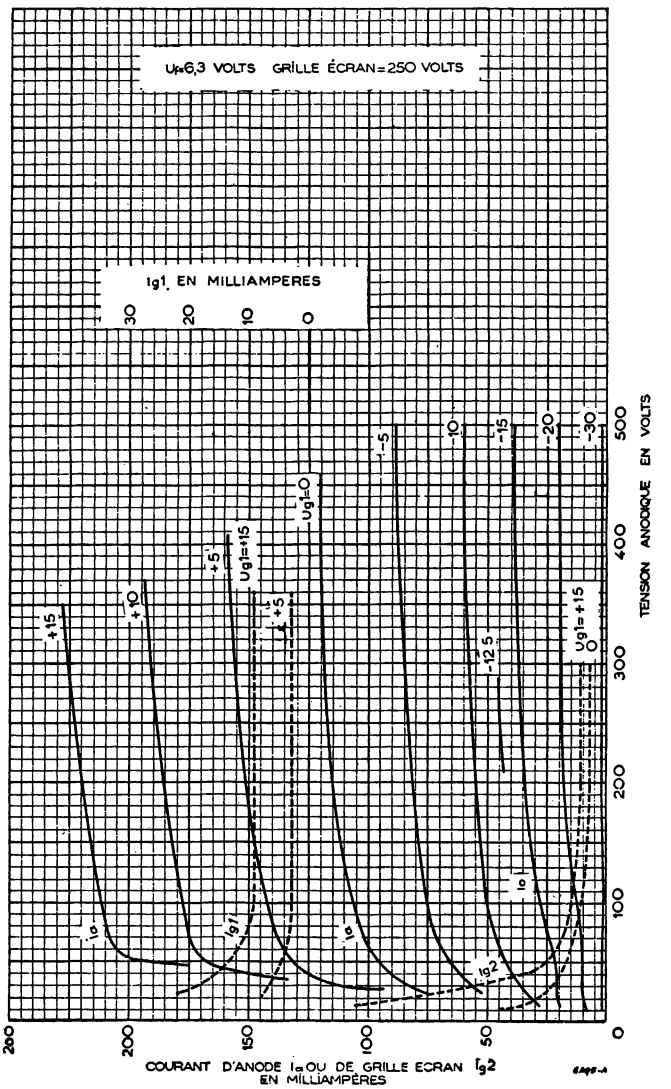
3 Q 4

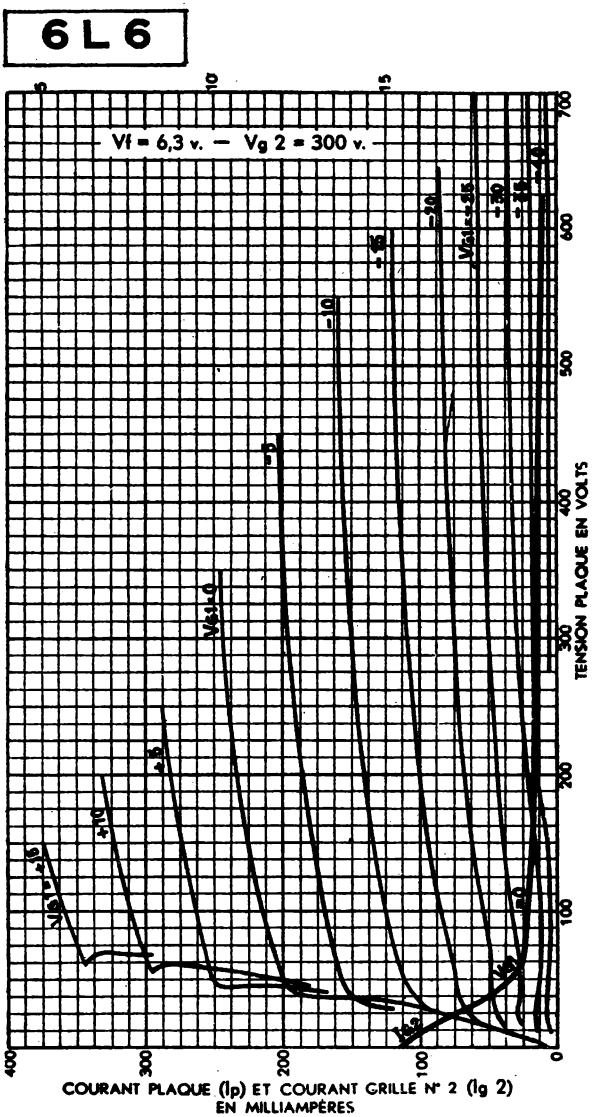

Uf=1,4 VOLT C.C. FILAMENT EN CONNEXION PARALLÈLE
Ug2 = 90 VOLTS.
Ug1=0
-1,5
-3
-4,5
-6
-7,5
-9
-10,5
Ug1=0
Ug1=-4,5
Ia
Ig2
TENSION ANODIQUE EN VOLTS
0
25
50
75
100
125
150
175
200
COURANT ANODIQUE (Ia) OU ÉCRAN (Ig2) EN MILLIAMPÈRES
25
20
15
10
5
0

6 AU 6

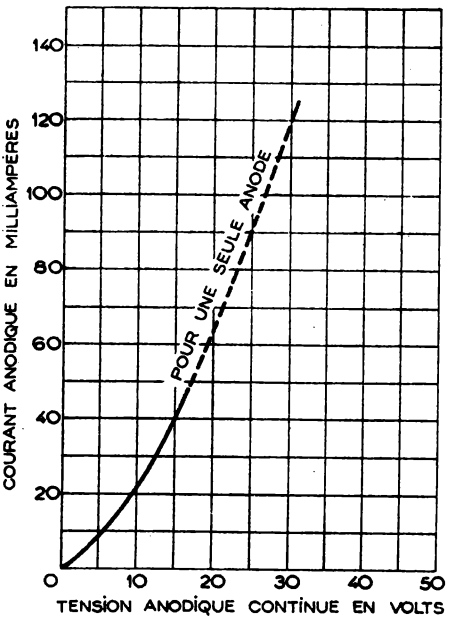

Uf=6.3 VOLTS Ua=250 VOLTS
Ug3 =0 VOLT
COURBES
Ig2 — Ia —
A 1
B 2
C 3
Ug2 EN VOLTS
50
100
150
18
16
14
12
10
8
6
4
2
COURANT Ia OU Ig2 EN MILLIAMPÈRES
Ia
Ig2
3
2
1
C
B
A
-6
-5
-4
-3
-2
-1
0
Ug1 EN VOLTS

6 AQ 5

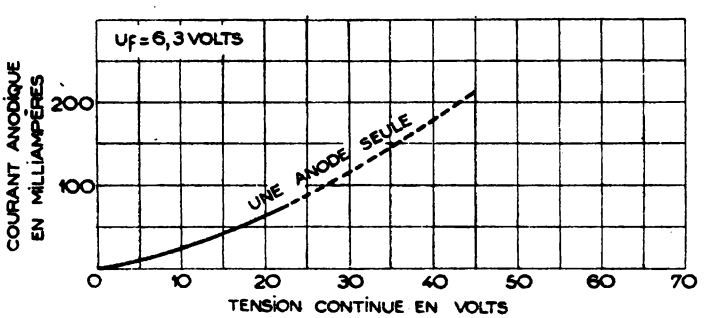

Uf=6,3 VOLTS GRILLE ÉCRAN=250 VOLTS
Ig1 EN MILLIAMPERES
30 20 10 0
+15
+10
+5
Ug1=+15
+5
Ug1=0
-5
-10
-15
-20
-30
-12,5
Ug1=+15
0
Ia
Ig1
Ia
Ig2
Ia
TENSION ANODIQUE EN VOLTS
0 100 200 300 400 500
200 200 150 100 50 0
COURANT D'ANODE Ia OU DE GRILLE ECRAN Ig2
EN MILLIAMPÈRES


6 L 6
Vf = 6,3 v. — Vg 2 = 300 v.
TENSION PLAQUE EN VOLTS
COURANT PLAQUE (Ip) ET COURANT GRILLE N° 2 (Ig 2)
EN MILLIAMPÈRES

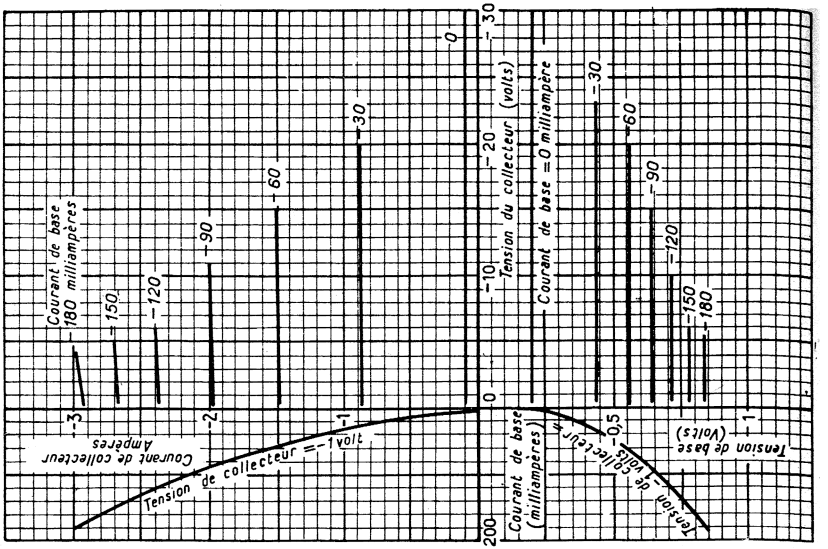
6 V 4


COURANT ANODIQUE EN MILLIAMPÈRES
140
120
100
80
60
40
20
0
10
20
30
40
50
TENSION ANODIQUE CONTINUE EN VOLTS
POUR UNE SEULE ANODE

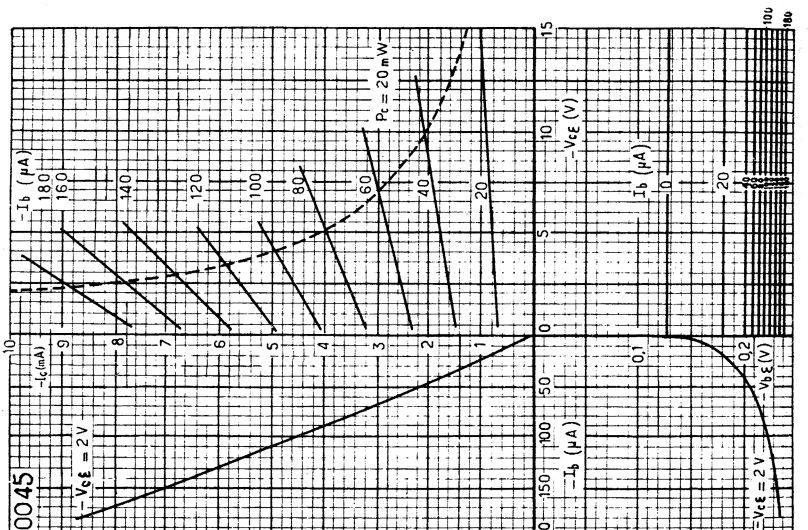
6 X 4


COURANT ANODIQUE EN MILLIAMPÈRES
Uf = 6,3 VOLTS
200
100
0
10
20
30
40
50
60
70
TENSION CONTINUE EN VOLTS
UNE ANODE SEULE

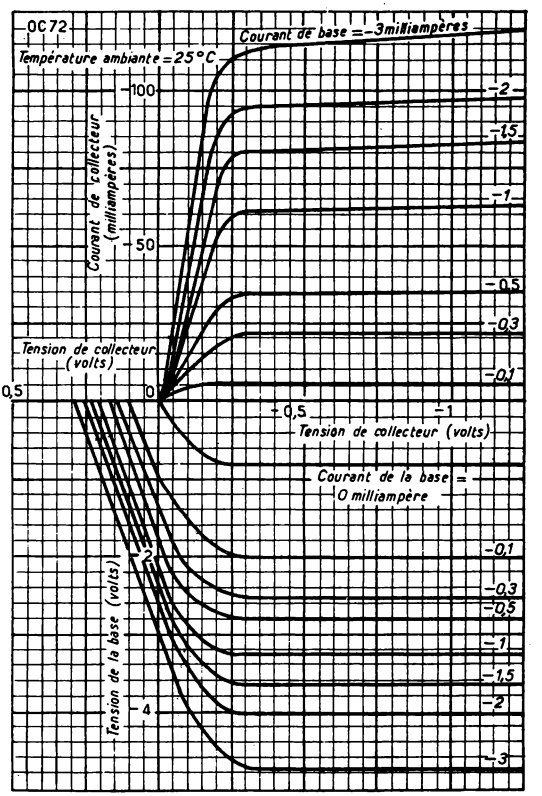
OC 16

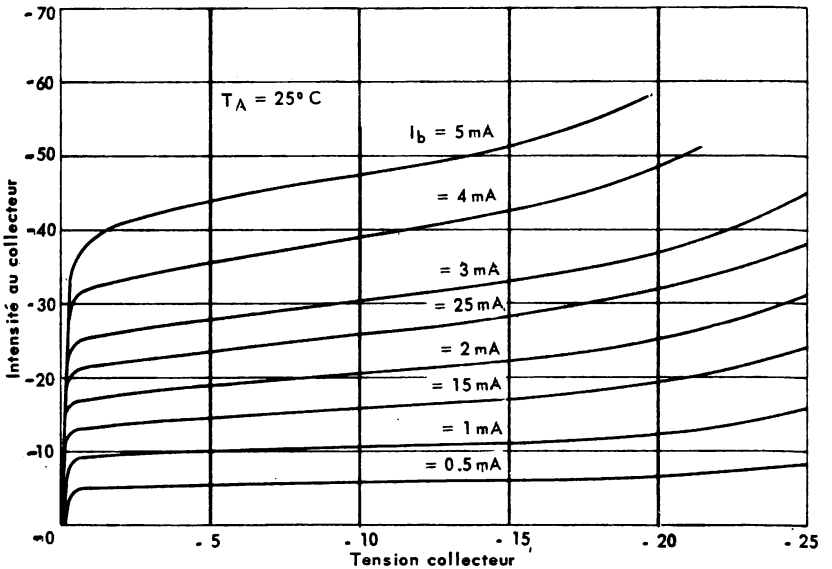

Courant de base
180 milliampères
150
120
90
60
30
0
Tension du collecteur (volts)
Courant de base = 0 milliampère
Courant de base (milliampères)
Tension de collecteur (volts)
Tension de base (Volts)
Courant de collecteur Ampères
Tension de collecteur = 1 volt

OC 45


0045
$-I_b$ (µA)
$-I_C$(mA)
$-V_{CE}$ = 2 V
P_C = 20 mW
$-V_{CE}$ (V)
$-I_b$ (µA)
$-V_{BE}$ (V)

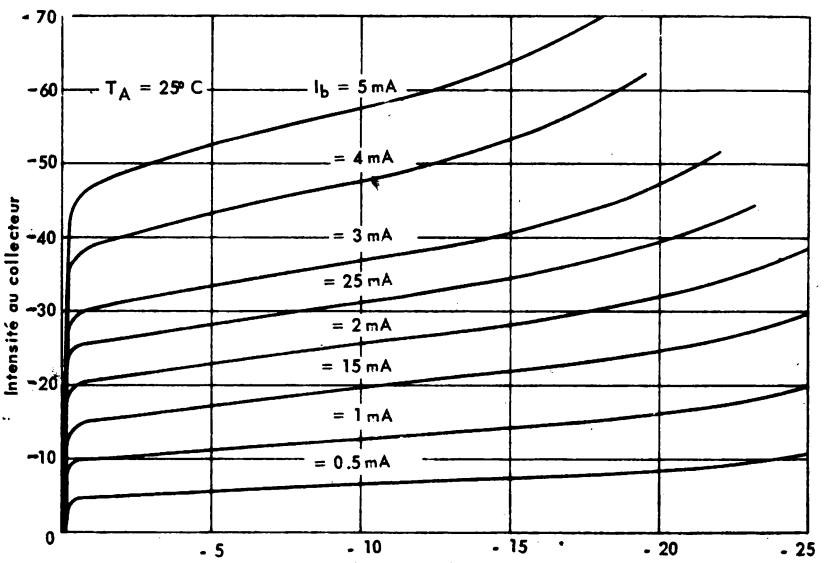
OC 72


OC72
Température ambiante = 25 °C
Courant de base = -3 milliampères
-2
-1,5
-1
-0,5
-0,3
-0,1
Courant de collecteur (milliampères)
100
50
Tension de collecteur (volts)
0,5
0
-0,5
-1
Tension de collecteur (volts)
Courant de la base = 0 milliampère
-0,1
-0,3
-0,5
-1
-1,5
-2
-3
Tension de la base (volts)
2
4



Caractéristique de collecteur en émetteur commun

2 N 526 (Thomson - Houston)



Caractéristique de collecteur en émetteur commun

2 N 527 (Thomson - Houston)

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE PARTIE

RAYONNEMENT ET CIRCUITS

Ch. I. — **Rayonnements et courants de haute fréquence.**

1. Les Catégories de rayonnement électromagnétique 9
2. Historique sur le rayonnement 12
3. Les anciennes théories : Émission. Ondulations . 13
4. Effet photo-électrique ... 14
5. L'Effet Compton 16
6. L'Ether lumineux 16
7. Ondes et corpuscules 17
8. Le rayonnement. Théorie des quanta 18
9. Note résumée sur la nature du rayonnement électromagnétique 20

Ch. II. — **Propagation du rayonnement hertzien.**

10. Généralités. Classification du rayonnement hertzien 22
11. Historique résumé de la découverte des ondes hertziennes 23
12. L'ère des ondes courtes . 25
13. Comment on en vint à utiliser les ondes courtes . 26
14. Avantages des ondes courtes 28
15. Propagation en fonction de la longueur d'onde et de la distance 29
16. Propagation des ondes longues 29
17. Propagation des ondes moyennes 29
18. Propagation des petites ondes 30
19. Distance 33
20. Forme de l'antenne émettrice 34
21. Longueur d'onde 34
22. Facteurs géographiques .. 34
23. Conditions de propagation 35
24. Interaction de rayons hertziens. Effet « Luxembourg » 35
25. Propagation des ondes intermédiaires .....
26. Propagation des ondes courtes 36
27. Anomalies de propagation. Influence de la saison. Conditions anormales 38
28. Évanouissements. Scintillations. Fading sélectif 40
29. Les échos « tour du monde » 43
30. Les échos retardés 45
31. Propagation des ondes très courtes 45
32. Propagation des ondes ultra-courtes 45
33. Indications résumées sur la propagation en fonction de la fréquence 46
34. Généralités théoriques sur la propagation 47
35. Les hypothèses de la diffraction et de la réfraction optique 48
36. Hypothèse de Kennely-Heaviside. Ionosphère . 49
37. La Couche d'Appleton .. 49
38. Rôle et nature de la réfraction ionique 50
39. Influence de l'agitation moléculaire 50
40. Rôles des deux couches ionisées 51
41. Variations saisonnières .. 52
42. Explication des phénomènes d'évanouissement . 53
43. Faible distance 53
44. A distance un peu plus grande 53
45. A très grande distance .. 54
46. Zones de silence. Explication des anomalies de propagation des ondes courtes 54
47. Expérience d'optique 55
48. Effet Luxembourg 57
49. Vérifications expérimentales 58
50. Méthode de Breit et Tuve 58
51. Méthode d'Appleton 60
52. Les causes d'ionisation .. 61
53. Explication des échos retardés 61

Appendice du chapitre II 62

Ch. III. — **Théorie de la production du rayonnement.**

54. Généralités 65
55. Transformation du courant en rayonnement 66
56. Utilisation de courants de haute fréquence 68
57. Influence de la fréquence 69
58. Influence du radiateur d'onde 71
59. Antenne demi-onde 72
60. Antenne quart d'onde ... 73
61. Excitation des antennes. Couplage 74
62. Hauteur effective 74
63. Rendement d'une antenne émettrice 75
64. Résistance de rayonnement 76
65. Constantes pratiques des antennes quart d'onde 76
66. Cas d'une antenne isolée du sol 77
67. Antennes diverses. Antennes dirigées 77
Appendice du chapitre III 79

Ch. III *bis*. — **Couplage et alimentation des antennes.**

68- 1. Généralités 80
68- 2. Impédance d'une antenne 81
68- 3. Radiateur d'onde et collecteur d'onde 81
68- 4. Le couplage de l'antenne 82
68- 5. Transformateur d'adaptation 83
68- 6. Transport d'énergie à distance 84
68- 7. Comportement des lignes en haute fréquence 85
68- 8. Étude d'un élément de ligne 86
68- 9. Ligne fermée sur son impédance caractéristique 88
68-10. Propagation le long de la ligne 89
68-11. Temps de propagation dans la ligne 90
68-12. Régimes transitoires et régime permanent. Courant continu ... 90
68-13. Ligne fermée sur une impédance différente de la valeur caractéristique 91
68-14. Ondes stationnaires dans la ligne 92
68-15. Intensité et tension le long de la ligne. Taux d'ondes stationnaires 94
68-16. Propriétés des lignes . 95
68-17. Ligne « quart d'onde » 95
68-18. Ligne quart d'onde ouverte 96
68-19. Transformation d'impédance 97
68-20. Ligne comme inductance et capacitance 98
68-21. Adaptation rendement et puissance 99
68-22. Réalisation pratique des lignes 99
68-23. Rupture d'impédance. Raccords 102
68-24. Câbles normalisés 102
68-25. Lignes artificielles, lignes à retard 102
68-26. Atténuation dans les lignes. Influences des pertes 102

Ch. IV. — **Étude théorique du Circuit oscillant émetteur.**

Généralités 104
69. Décharge oscillante 106
70. Amortissement critique .. 108
71. Décharge apériodique ... 108
72. Charge oscillante du condensateur 109
73. Facteurs agissant sur l'amortissement d'un circuit. Décrément. Facteur de surtension. Constante de temps 109
74. Relations entre les constantes d'amortissement 111
Appendice du chapitre IV 112

Ch. V. — **Ondes amorties. Ondes entretenues. Ondes modulées.**

75. Généralités 116
76. Production de trains d'ondes amorties 116
77. Émetteurs à étincelles ou à éclateurs 117
78. Rôle et influence de l'étincelle 118
79. Émissions ronflées. Émissions musicales 119
80. Oscillations entretenues .. 120
81. Alternateurs haute fréquence 121
82. Entretien d'oscillations .. 121
83. Notion de résistance négative 123
84. Utilisation d'un arc voltaïque 125
85. Émetteurs à tubes électroniques 126
86. Générateurs auto-entretenus 127
87. Émetteurs avec oscillateur pilote 127
88. Stabilisation par quartz.. 128
89. Ondes modulées radiotéléphoniques 129
90. Modulation en amplitude 129
91. Étude mathématique 131
92. Bandes de modulation .. 132
92 *bis*. Conséquences. Récepteurs sélectifs 133
93. Profondeur de modulation 134
93 *bis*. Remarques pratiques sur la profondeur de modulation 134

93 *ter*. Modulation en fréquence 135
Appendice du chapitre V 136

Ch. VI. — **Réception. Circuit oscillant. Récepteur. Sélectivité. Couplage.**

94. Généralités 140
95. Circuit accordé récepteur 140
96. Courbe de résonance 141
97. Équation d'une courbe de résonance 142
98. Facteur de sélectivité.... 143
99. Largeur de bande passante 144
100. Mesure graphique du coefficient de surtension .. 145
101. Couplage des circuits ... 146
102. Modes de couplage 147
103. Aperçu du problème général 148
104. Cas de deux circuits identiques. Filtre de bande 150
105. Voisinage du couplage critique..... 153
106. Cas du couplage statique. Couplage mixte 155
Appendice du chapitre VI 156

Ch. VII. — **Le principe des récepteurs. Détection. Détecteurs.**

107. Généralités. Hauteur effective d'une antenne de réception 165
108. Nécessité de la détection 165
109. Le détecteur redresseur théorique 166
110. Le détecteur redresseur pratique 167
111. Problème général de la détection 168
112. Détection quadratique ou square law. Influence de R 171
113. Élimination des composantes à haute fréquence . 172
114. Détection linéaire 172
115. Caractéristiques statiques et dynamiques 174
116. Profondeur de modulation. Amplitude et distorsion..... 175
117. Effet de démodulation .. 176
118. Détecteurs anciens 176
119. Détecteurs à cristaux ... 177
120. Détecteurs à oxydes 177
121. Tube détecteur diode ... 178
122. Détection des ondes entretenues. Ticker. Méthode hétérodyne 179
123. Avantages de la méthode hétérodyne 179
124. Nécessité de l'amplification..... 180
125. Amplification haute fréquence et basse fréquence 181
Appendice du chapitre VII 181

DEUXIÈME PARTIE

LES TUBES A PLUSIEURS ÉLECTRODES

Ch. VIII. — **Le tube diode.**

126. Vaporisation d'électrons. Effet Edison..... 184
127. Charge d'espace 185
128. Effet d'une tension positive sur la plaque. Intensité de saturation 186
129. Facteurs agissant sur l'intensité du courant de saturation 187
130. Expression mathématique de l'intensité anodique. Loi de Langmuir..... 188
131. Effet Schottky 189
132. Les différentes cathodes . 189
133. Résistance intérieure du tube diode 191
Appendice du chapitre VIII 192

Ch. IX. — **Le tube triode.**

134. Généralités 193
135. Effet de la grille 194
136. Interprétation électronique 194
137. Action de la grille 196
138. Courant de grille 197
139. Le tube triode est un relais 198
140. Courbes caractéristiques du tube triode 198
141. Caractéristiques i_a/v_a ... 199
142. Caractéristiques i_a/v_g ... 199
143. Inclinaison ou pente (s) .. 199
144. Résistance intérieure ou impédance (ρ) 201
145. Coefficient d'amplification en tension 202
146. Durchgriff 203
147. Relation fondamentale entre k, ρ et s..... 203
148. Variation de k, ρ et s ... 204
149. Sens physique du coefficient k 204
150. Sens physiques des coefficients s et ρ 205

151. Étude théorique élémentaire du tube triode 205
152. Régimes de fonctionnement avec grille positive 206
153. Effet dynatron. Résistance négative 207
154. Interprétation électronique. Électrons secondaires 208
155. Note pratique sur l'effet Dynatron 209
156. Amplification par tube Triode 209
157. Amplification ou gain ... 210
158. Cas où Z_a demeure beaucoup plus petit que R. 211
159. Point de repos. Point de fonctionnement. Caractéristique dynamique .. 212
160. Pente de la caractéristique dynamique 213
161. Cas d'une charge inductive 214
162. Droite de charge 214
163. Cas d'une charge inductive 216
164. Réaction d'anode 217
165. Influence de la capacité grille-plaque 218
166. Charge anodique inductive 219

Ch. X. — **Les tubes multiélectrodes : tétrode, penthode, hexode, etc.**

167. Inconvénients du tube triode 220
168. Le tube tétrode ou à grille écran 221
169. Théorie du tube à grille écran. Diode et triode équivalents 222
170. Caractéristiques des tubes tétrodes 222
171. Valeur des coefficients k ρ et s. Action de la tension d'écran 223
172. Gain en tension fourni par un tube à grille écran . 224
173. Intensité de courant de grille écran 225
174. Inconvénients des tubes tétrodes 227
175. Interprétation électronique de la caractéristique i_a v_a 227
176. Tube penthode. Coefficients. Penthode de puissance 228
177. Défauts de la penthode de puissance 231
178. Principe des tubes à distance critique 232
179. Nécessité de concentrer les rayons électroniques .. 234
180. Caractéristiques obtenues 235
181. Caractéristiques dynamiques des tubes à résistance interne élevée. Droite de charge 236
182. Tube à pente variable .. 237
183. Tubes bigrilles 240
184. Tubes hexodes. Heptodes, Octodes, etc. 241
185. Tubes combinés 241

Ch. XI. — **Redressement des courants alternatifs.**

186. Généralités 242
187. Puissance instantanée fournie par la valve 244
188. Ondulation du courant redressé 244
189. Auto-régulation. Forme de l'ondulation 245
190. Redressement des deux alternances 246
191. Résumé des résultats obtenus par l'analyse précédente 247
192. Signification de la constante ρ 247
193. Signification de la constante ρ 248
194. Surcharge des valves 248
195. Montages doubleurs de tension 249
196. Constantes de fonctionnement d'une valve 249
197. Courbes caractéristiques.. 251
Appendice du chapitre XI 252

Ch. XI *bis*. — **Étude complémentaire des redresseurs à atmosphère gazeuse et calcul des redresseurs.**

197- 1. Généralités 253
197- 2. Décharge dans un gaz raréfié 253
197- 3. Définition de l'arc électrique 255
197- 4. Redresseurs à atmosphère 256
197- 5. Remarque : la régulation 257
197- 6. Tension inverse. Arc en retour 258
197- 7. Transport du courant des redresseurs à atmosphère gazeuse... 258
197- 8. Redresseur Tungar ... 259
197- 9. Les cathodes à oxydes 260
197-10. Tubes à vapeur de mercure. Phanotrons ... 261
197-11. Principe 261
197-12. Dispositif d'entretien.. 262
197-13. Parallèle entre phanotrons et redresseurs à arc de mercure .. 263
197-14. Le thyratron 264
197-15. Thyratron en redresseur à puissance variable 264
197-16. L'ignitron 265
197-17. Emploi des thyratrons et ignitrons 266

Ch. XI *ter*. — **Calcul pratique des redresseurs pour alimentation anodique.**

198- 1. Généralités 267
198- 2. Le fonctionnement.... 268
198- 3. Étude mathématique . 269

198- 4. Influence du condensateur d'entrée 271
198- 5. Calcul de la tension d'ondulation 273
198- 6. Exemple de projet ... 276
198- 7. 2e Exemple 277
198- 8. Filtrage 277
198- 9. Application 279
198-10. Autre exemple 280
198-11. Cas général 280
198-12. Applications 281
198-13. Alimentation pour oscillographe 282

Ch. XII. — **Amplification en basse fréquence et de puissance. Contre-réaction.**

199. Généralités. Amplification en tension et en puissance 284
199 *bis*. Problème de l'amplification à basse fréquence en tension . 285
200. Variation du gain avec la fréquence 286
201. Liaison par batterie. Amplificateur à courant continu 287
202. Gains réalisés pratiquement par des liaisons par résistances 288
203. Liaison par inductance 289
204. Couplage par transformateur 290
205. Élimination de la composante continue... 292
206. Couplage par autotransformateur..... 293
207. Généralités. Gain en puissance 294
208. Puissance dissipée. Puissance modulée . 294
209. Rendement d'un tude de puissance 296
210. Régime ou classe A . 296
211. Régime ou classe B . 297
212. Régime ou classe C . 298
213. Régime B et C avec courant de grille .. 298
214. Régime AB ou A' ... 298
215. Charge optimum d'un tube triode en régime A 299
216. Charge optimum d'un tube tétrode ou penthode 301
217. Rendement maximum 304
218. Constantes optima pour les tubes de puissance penthodes ou tétrodes 304
219. Sensibilité d'un tube de puissance 305
220. Les différents types de distorsion 305
221. Facteur ou taux de distorsion non linéaire 306
222. Influence de la résistance de charge sur la distorsion 307
223. Adaptation d'une impédance 309
224. Utilisation de tubes en parallèle 311
225. Montage symétrique ou push-pull. Avantages 311
226. Fonctionnement en régime AB et en régime B 313
227. Caractéristique dynamique composée ... 315
228. Comparaison entre triode et penthode de puissance 316
229. Généralités. Définitions 318
230. Signification du facteur A 319
231. Effet d'une réaction négative sur le gain 320
232. Limitation de l'amélioration en fréquence 320
233. Amélioration de la fidélité. Réduction des bruits parasites ... 323
233 *bis*. Difficultés d'application 324
234. Réaction de courant et réaction de tension 324

Ch. XII *bis*. — **Tracés et emploi des courbes caractéristiques des tubes multiélectrodes.**

a. *Tracé des caractéristiques.*
235- 1. Importance des courbes caractéristiques 327
235- 2. Cas du tube triode surface caractéristique . 328
235- 3. Choix d'un paramètre auxiliaire. Réseaux de courbes 330
235- 4. Correspondance entre les deux réseaux ... 332
235- 5. Cas des tubes multiélectrodes 332
235- 6. Remarques importantes 334
235- 7. Relevé pratique des caractéristiques 334
235- 8. Utilisation des caractéristiques statiques .. 337
235- 9. Trajectoire du point de fonctionnement 338
235-10. Charge nulle en continu et ohmique en alternatif 342
235-11. Charge ayant une valeur déterminée en continu et une autre valeur en alternatif . 343
b. *Emploi pratique des caractéristiques.*
235-12. Étage amplificateur en tension 345
235-13. Cas d'un étage de puissance 347
235-14. Cas d'un tube triode charge optimum ... 348
235-15. Tube pentode en classe A 350
236. Tétrodes à concentration électronique ... 353

Ch. XII *ter*. — **Étude complémentaire de l'amplification basse fréquence.**

a. *Montage push-pull ou symétrique.*

237- 1. Généralités 355
237- 2. Construction et caractéristiques composées 356
237- 3. Charge optimum. Droite de charge. Puissance 358
237- 4. Caractéristique dynamique composée 359

b. *Étage de sortie en classe B.*

237- 5. Bases 359
237- 6. Charge optimum. Puissance maximum. Rendement 359

c. *Étude graphique de la distorsion d'amplitude.*

237- 7. Généralités 361
237- 8. Triode en fonctionnement normal. Calcul de l'harmonique 2 . 362
237- 9. Méthode de détermination complète 365
237-10. Taux de distorsion totale 369

d. *Remarques sur les différentes classes d'amplification.*

237-11. Régime A 370
237-12. Régime AB 370
237-13. Régime B 371
237-14. Amplificateurs avec courant de grille 372

Ch. XIII. — **Amplification à haute fréquence.**

238 Liaison par résistance 375
238 *bis*. Liaison par circuit antirésonnant. Tube triode. Tube penthode ou tétrode 375
239. Liaison par transformateur à primaire apériodique 376
240. Influence de la capacité grille-plaque. Augmentation des pertes 377
241. Neutrodynation 378
242. Amplification en haute fréquence par tétrode ou penthode. Précautions 379
243. Réglage de l'amplification. Tube à pente variable 380
244. Phénomènes dus à la courbure des caractéristiques. Généralités 381
245. Modulation des tensions parasites 382
246. Mesure et variation du phénomène 383
247. Distorsion de la modulation 385
248. Augmentation de la profondeur de la modulation 386
249. Transmodulation 386
250. Variations des trois phénomènes précédents 387

Ch. XIV. — **Détection par tube électronique.**

251. Généralités 389
252. Détection linéaire et quadratique 389
253. Amortissement produit par le détecteur 391
254. Cas des signaux forts 392
255. Cas des signaux faibles .. 393
256. Réduction de l'amortissement 394
257. Détection symétrique ... 395
258. Distorsion de détection .. 396
259. Tubes détecteurs combinés : Duo-diode-triode, duo-diode-penthode 397
260. Ancienne détection par condensateur shunté ... 398
261. Détection dite « de puissance » par la grille .. 399
262. Détection par la « courbure de plaque » ou « par la plaque »..... 399
263. Détection plaque dite détection Sylvania 401
264. Voltmètres amplificateurs 402

Ch. XV. — **Tubes générateurs d'oscillations entretenues. Émetteurs pilotes. Stabilisation par quartz.**

265. Généralités 403
266. Étude élémentaire 403
267. Étude mathématique élémentaire 405
268. Résistance effective. Résistance négative. Amortissement 406
269. Influence du tube sur la fréquence produite 407
270. Influence du courant de grille 407
271. Quelques montages d'émission..... 408
272. Stabilité de la fréquence . 410
273. Cas de la radiodiffusion et de l'émission en général. Émetteur pilote 411
274. Propriétés des lames de quartz 411
275. Oscillateur à quartz 413
276. Fréquence émise. Puissance. Stabilité. Emploi de tourmaline 413
277. Émetteur à oscillateur pilote 414
278. Oscillateurs à dynatron . 415
279. Production d'ondes ultracourtes 416
280. Oscillations de Barkhausen. Montage Pierret..... 416
281. Note pratique sur les oscillations de Barkhausen 418
282. Oscillations de relaxation 418
283. Modulation des émetteurs 418
284. Modulation par la grille . 419
285. Cas des émetteurs à générateur pilote 420

286. Modulation par la plaque 420
287. Modulation par déphasage 421
Appendice du chapitre XV 422

Ch. XV *bis*. — **Amplification de puissance en haute fréquence.**

a. *Amplificateurs classe C. Amplification linéaire multiplicateur de fréquence*
288- 1. Généralités 424
288- 2. Principe des amplificateurs classe C 424
288- 3. Analyse du fonctionnement 426
288- 4. Rendement anodique et puissance utile 428
288- 5. Puissance d'excitation. 428
288- 6. Puissance de sortie ... 429
288- 7. Construction du circuit accordé 430
288- 8. Polarisation de l'étage 430
288- 9. Multiplication de fréquence 431
288-10. Amplificateurs linéaires 431
288-11. Tubes pour amplification classe C 431
288-12. Cathode 432
288-13. Tension anodique 432
288-14. Puissance dissipée 432
288-15. Tubes pour ondes courtes 433
288-16. Stabilité des amplificateurs 434

b. *Construction des émetteurs.*
288-17. Généralités 435
288-18. Schéma de principe .. 437
288-19. Conclusion 438

Ch. XVI. — **Réaction et superréaction.**

289. Généralités 439
289 *bis*. Action d'une réaction positive 439
290. Détectrice à réaction. Montage type 440
291. Résistance effective. Influence de R ... 441
292. Inductance effective.. 441
293. Indépendance des réglages d'accord et de réaction 442
294. Sélectivité 442
295. Souplesse de la réaction 443
296. Détecteur autodyne .. 445
297. Super- réaction 445
298. Principe de la superréaction 446
299. Montage à deux tubes 447
300. Conditions pour un bon fonctionnement 448
301. Avantages et inconvénients 448
302. Utilisation de la superréaction 449

Ch. XVII. — **Récepteurs à changement de fréquence.**

303. Amplification directe et changement de fréquence 451
304. Principe du changement de fréquence. Strobodyne 452
305. Théorie stroboscopique du changement de fréquence 453
306. Remarques sur le fonctionnement 454
307. Interrupteur électronique 454
308. Fréquence image. Présélection 456
309. Choix de la fréquence de conversion 456
310. Harmoniques de la moyenne fréquence 457
311. Sifflements du récepteur à changement de fréquence 457
312. Aperçu du problème de la monocommande 459
313. Avantages des récepteurs à changement de fréquence 461
314. Changement de fréquence . 462
315. Montage « double harmonique » 463
316. Montage Tropadyne 463
317, Montage Strobodyne..... 463
318. Couplage par la cathode 464
319. Couplage par la plaque . 465
320. Couplage par une grille écran ou par électrode spéciale 466
321. Utilisation d'un tube spécial. Couplage électronique 467
322. Fonctionnement 470
323. Pente de conversion. Gain de conversion. Résistance interne 471
324. Action de l'amplitude des oscillations locales sur les constantes 472
325. Remarque sur le tube changeur de fréquence 473
326. Effet de couplage électronique 474
327. Rayonnement et blocage. 474
328. Glissement de fréquence . 475
329. Causes du glissement de fréquence 476
330. Effet du parcours électronique 477
331. Tubes triode-hexode. Triode-penthode 478
332. Octodes neutrodynées. Octodes à faisceaux électroniques 479
333. Circuits d'oscillations locales 480
334. Bruits de fond des amplificateurs (souffle). Agitation thermique 480
335. Effet Schottky. Effet de parcours 482
336. Cas d'un tube changeur de fréquence 482
337. Changement de fréquence par un ou deux tubes 483
338. Influence de la courbure des caractéristiques ... 484

Ch. XVIII. — Émission et réception sur ondes modulées en fréquence.

a. *Utilisation de la modulation en fréquence.*

338- 1. Généralités 485
338- 2. Modulation en amplitude, en phase, en fréquence 486
338- 3. Modulation en amplitude 487
338- 4. Inconvénients de la modulation d'amplitude 487
338- 5. Modulation en phase. Modulation en fréquence 488
338- 6. Avantages de la modulation de fréquence 491
338- 7. Diminution des bruits de fond 491
338- 8. Diminution des perturbations dues aux parasites divers..... 492
338- 9. Inconvénient principal : bande de fréquences nécessaire 493
338-10. Principe de l'émission 493
338-11. Cas des ondes centimètriques 497

b. *Principe de la réception.*

338-12. Circuit discriminateur 497
338-13. Le limiteur 501
338-14. Régulation automatique 503
338-14. Principe général du récepteur 503

Ch. XIX. — Tubes à rayons cathodiques.

339. Décharge dans les gaz raréfiés 505
340. Nature des rayons cathodiques 506
341. Formation d'électrons secondaires 507
342. Tubes à cathodes incandescentes 507
343. Nécessité de la concentration..... 508
344. Cylindre de Wehnelt ou grille 509
345. Tubes à gaz. Défauts.... 509
346. Tubes à vide. Anode de concentration 510
347. Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques 511
348. Déviation électrostatique du faisceau 512
349. Déviation magnétique ... 514
350. Mesure de la vitesse des électrons et du rapport $\frac{e}{m}$ 515
351. Oscillographe à rayons cathodiques. Base de temps 516
352. Sensibilité d'un tube à rayons cathodiques ... 518
353. Caractéristiques des écrans
Brillance du spot 519
354. Couleur des écrans 520
355. Distorsion de l'image ... 520
356. Caractéristiques des tubes à rayons cathodiques . 522
357. Perturbations extérieures. 522
358. Bases de temps 522
359. Emploi d'un tube luminescent..... 523
360. Emploi d'un tube relais. Tube à gaz ou Thyratron 525
361. Interprétation électronique 525
362. Autres applications des Thyratrons 526
363. Dispositif à intensité constante. Diode 526
364. 2e Emploi d'un tube pentode 527
365. Synchronisation. Limites de fréquence. Durée de désionisation 528
366. Générateurs de tension en dent de scie par tube à vide 529
367. Tubes pour contrôle d'accord visuel. Trèfle et œil cathodique 534
Appendice du chapitre XIX 535

Ch. XIX *bis*. — Tubes à rayons cathodiques (compléments).

a. *Notions élémentaires d'optique électronique.*

368- 1. Généralités 538
368- 2. Différences avec l'optique des rayons lumineux 539
368 -3. Focalisation ou concentration 540
368- 4. Lentilles électrostatiques 540
368- 5. Application à l'oscillographe à concentration électrostatique . 542
368- 6. Lentilles électromagnétiques 543
368- 7. Tube d'oscillographie et de télévision 544
368- 8. Tubes à projection ... 545
368- 9. Dispersion d'un faisceau de corpuscules. Spectrographe de masse 545
368-10. Réglage d'intensité d'un faisceau 546

Ch. XX. — La télévision.

369. Généralités 548
369 *bis*. Analyse et définition de l'image 549
370. Nombre de points et fréquence 549
371. Analyse entrelacée ... 551
372. Forme de signaux ... 552
373. Signal « ligne » 553
374. Signal « trame » 553
375. Sens de la modulation 554

376. Caractéristiques des canaux français 555
377. Prise de vues 556
378. Émetteur de télévision 557
379. La réception TV 559
380. Les circuits d'entrée . 560
381. Le changement de fréquence 560
382. Amplification de fréquence intermédiaire « Image » 561
383. Détection « Image » . . 563
384. Calage de la bande passante 563
385. Fréquence intermédiaire « Son » 563
386. Amplification à vidéo fréquence 564
387. Séparation des signaux de synchronisation . 565
388. Base de temps 567
389. Circuits de balayage . 567
390. Balayage horizontal . 567
391. Circuits de balayage vertical 568
392. Antenne de télévision 569
393. Cable de descente d'antenne TV 572

Ch. XXI. — **Théorie des dispositifs à semi-conducteurs. Diodes, Redresseurs Transistors.**

394. Généralités 573
395. Conducteurs bi-électriques semi-conducteurs 573
396. Silicium et germanium pour l'électronique 574
397. Semi-conducteur pur . 575
398. Atomes donneurs semi-conducteurs de type N 576
399. Atomes accepteurs, semi-conducteurs du type P 577
400. Jonction « P-N » 578
401. Intensité directe 578
402. Intensité inverse 579
403. Caractéristique d'une jonction 579
404. Influence de la température 580
405. Interprétation électronique de l'effet Zener, diode Zener 580
406. Effet photo-électrique ... 581
407. Fabrication des jonctions 581
408. Diode à pointes 582
409. Redresseurs secs 583
Transistors 584
410. Généralités 584
411. Expériences fondamentales effet transistors 585
412. Interprétation électronique, facteur d'amplification d'intensité 587
413. Comparaison avec un tube triode 587
414. Les trois configurations . 589
415. Paramètre des transistors 592
416. Intensité de coupure, dissipation au collecteur . 594
417. Stabilisation en courant continu 594
418. Comportement en HF, fréquence de coupure 596
419. Transistors tétrodes 596
420. Valeur limite 597
421. Schéma de principe 597

Ch. XXII. — **Normalisation des symboles pour les tubes électroniques** 600

Ch. XXIII. — **Courbes caractéristiques de différents tubes électroniques et de quelques transistors** 607

Michel R. ROSTAGNAT
Ingénieur
Professeur à l'E. C. T. S. F. E.

CENT PROBLÈMES DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO

basés sur les ouvrages de

Lucien CHRETIEN :
THEORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOELECTRICITÉ
THEORIE ET PRATIQUE DES LAMPES DE T.S.F.
et de Robert ASCHEN :
L'EMPLOI DES TUBES ELECTRONIQUES

suivis de leurs cent solutions

EDITIONS CHIRON
40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

Division de l'ouvrage :

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

TOME I. - BASES DE LA RADIOÉLECTRICITÉ.
Électricité et courant électrique.
Magnétisme et électromagnétisme.
Les courants alternatifs.
Acoustique, électroacoustique.

TOME II. - THÉORIE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ.
Rayonnement et circuits.
Les tubes à plusieurs électrodes.

TOME III. - PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ.
Mesures.
Technologie des éléments de construction des récepteurs.
Les circuits.

TOME III
PRATIQUE
DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

LUCIEN CHRÉTIEN
Ingénieur E.S.E.

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

TOME III

PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ

Nouvelle édition entièrement revue et complétée

ÉDITIONS CHIRON
40, Rue de Seine - PARIS (VIe)

INTRODUCTION à la nouvelle édition de ce TOME III

Nous avons le plaisir de présenter à nos lecteurs cette nouvelle édition. Ce n'est pas exagéré d'écrire qu'elle est entièrement "refondue". Il ne s'agit pas là d'une simple clause de style, mais d'une réalité. Il est d'ailleurs bien facile de le remarquer.

C'est ainsi, par exemple, que l'ancien "TOME IV" a disparu : il a été presque entièrement absorbé par le présent volume.

Autre détail : tous les symboles, toutes les unités sont adaptés aux normalisations officielles, tous les tubes sont des tubes modernes.

De plus, l'ouvrage s'est largement ouvert sur le monde nouveau des "semi-conducteurs".

Enfin, de nombreux chapitres ont été ajoutés pour que l'ensemble soit adapté au nouveau programme du :

BREVET D'ELECTRONICIEN.

Dans le travail considérable que représentent la mise en pages de cet ouvrage et la correction des épreuves Monsieur G. GINIAUX, Directeur des Editions E. CHIRON et son adjoint Monsieur DUMONT ont pris une part importante, je les en remercie bien vivement.

L. C.

Tous droits de traduction et de reproduction réservés y compris les microfilms même avec indication de source.
COPYRIGHT BY E. CHIRON, 1942. et 1960 pour la nouvelle édition
© Editions Chiron, Paris, 1942 et 1960

INTRODUCTION DU TOME III

Ce troisième et dernier volume est consacré à la solution des problèmes de la Radioélectricité pratique. Comment réaliser un appareil récepteur? Avec quels éléments? Comment étudier le projet d'appareil, comment le mettre au point?

Telles sont quelques-unes des questions auxquelles nous nous sommes efforcé de répondre.

On s'étonnera peut-être en observant que ce troisième volume commence par toute une série de chapitres traitant la question des « Mesures ».

Pourtant, rien n'est plus logique. Avant de construire un récepteur, il faut pouvoir choisir les éléments qui le constitueront. Telle résistance doit mesurer 170 ohms. Si nous utilisons une résistance de 1 500 ohms à la place, il est probable que le fonctionnement du récepteur en sera affecté. Il est donc indispensable de s'assurer que la valeur de la résistance est bien de 170 ohms.

Si nous avons la prétention d'accorder simultanément plusieurs circuits oscillants par un groupe de condensateurs variables entraînés par un axe unique, il est indispensable que nous nous assurions que le coefficient de self-induction des bobinages est identique à celui de nos prototypes.

Si nous voulons que la sélectivité de nos récepteurs de série soit celle de la maquette qui nous a servi de modèle, il faudra non seulement comparer les coefficients de self-induction, mais encore leur coefficient de surtension.

Les qualités d'un récepteur ne sont pas des sujets d'opinions ou de discussions : ce sont des sujets de mesure.

Dépanner un appareil qui ne fonctionne pas, c'est, le plus souvent, s'apercevoir par des mesures *que telle ou telle chose n'est pas correcte.*

De quelque côté que nous nous tournions, nous sommes donc dans la nécessité de faire des mesures.

C'est donc nécessairement ce qu'il faut commencer par apprendre. Il était donc, non seulement logique, mais absolument indispensable, de commencer ce tome III par l'étude des principales méthodes de mesure. Nous avons traité la question d'une manière aussi peu théorique que possible.

Le troisième volume suppose naturellement que les deux précédents sont connus. Toutefois, nous n'avons pas hésité à résumer certaines questions traitées déjà d'une manière plus détaillée dans les deux premiers tomes.

Dans la seconde partie, nous abordons l'étude des éléments de construction des récepteurs : bobinages, condensateurs, résistances, haut-parleur, etc. Les différents chapitres comportent beaucoup de renseignements pratiques que nous croyons absolument inédits. La plupart des courbes relatives aux différents bobinages, ainsi, d'ailleurs, que toutes celles que l'on trouvera plus loin ont été relevées, sur des éléments industriels réels, dans notre propre laboratoire.

Un récepteur peut toujours être divisé en un certain nombre de parties essentielles : changement de fréquence, amplificateur de moyenne fréquence, détection, système de régulation, amplificateur de basse fréquence, etc. Tel récepteur différera de tel autre parce que l'étage d'amplification de haute fréquence sera absent, ou parce que le changement de fréquence sera obtenu par un tube différent. Si nous étudions séparément la réalisation pratique de ces différentes fonctions, nous serons capable, par la suite, de concevoir, puis de réaliser n'importe quel récepteur.

La méthode est évidemment beaucoup plus intéressante que celle qui consisterait, par exemple, à décrire un récepteur à deux lampes, puis un récepteur à trois lampes, puis un récepteur à quatre lampes. Les lecteurs, après avoir assimilé le contenu de la troisième partie, seront à même d'étudier, de concevoir et de réaliser n'importe quel récepteur, aussi compliqué soit-il.

Mais, quand le récepteur est réalisé, il faut le mettre au point, le régler, et s'assurer que le fonctionnement est correct. Il est rare qu'un récepteur qui vient d'être construit puisse fonctionner immédiatement. Il faut donc le « dépanner » avant de le mettre au point définitivement. Toutes ces questions importantes sont traitées dans la quatrième partie.

Enfin, le récepteur est prêt. Pour en tirer les meilleurs résultats, il faudra savoir comment l'installer chez le futur auditeur.

Mais que trouvera le radioélectricien chez son client? Peut-être va-t-il découvrir une ambiance empoisonnée par les parasites industriels? Il faudra donc qu'il sache comment éviter le mal, ou tout au moins le limiter. C'est à ces différentes questions que sera consacrée la cinquième et dernière partie : installation, utilisation d'un récepteur. Parasites atmosphériques et industriels.

L. C.

THÉORIE ET PRATIQUE
DE LA
RADIOÉLECTRICITÉ

III

PREMIÈRE PARTIE

MESURES

INTRODUCTION

1. Généralités. — Nous avons déjà défini l'opération de la mesure dans le tome I : Mesurer une grandeur, c'est la comparer à une grandeur *de même nature*, prise pour unité.

On peut montrer [1] qu'on peut définir toutes les unités en choisissant trois unités fondamentales. Suivant le choix de celles-ci on obtiendra des systèmes d'unités différents.

Certains dispositifs permettent de mesurer une grandeur, une intensité de courant, par exemple, directement en fonction des unités fondamentales; on dit alors qu'il s'agit d'*une mesure en valeur absolue*. L'importance théorique de ces dispositifs est facilement compréhensible. Mais l'application de ces méthodes demeure généralement réservée à certains laboratoires.

Le plus souvent, la grandeur sera connue grâce à un *appareil de mesure* — un ampèremètre par exemple — qui a été préalablement gradué à l'aide d'un ampèremètre étalon. Ce dernier a été lui-même gradué soit grâce à un autre étalon, soit grâce à un *électrodynamomètre* qui permet de faire des mesures absolues.

1. Voir tome I, chapitre N.

On ne perdra jamais de vue que les appareils de mesure sont, en général, d'autant plus fragiles qu'ils sont plus précis et plus sensibles. Un appareil à forte consommation supportera sans dommage des surcharges énormes. Au contraire, un appareil très sensible, un voltmètre à très grande résistance par exemple, sera très fragile. La moindre surcharge pourra lui être fatale et se traduira par la fusion des spiraux, ou une torsion de l'aiguille. Un choc un peu trop violent pourra fausser les pivots. Cette observation s'explique facilement. Un appareil est sensible quand sa consommation est faible, c'est-à-dire quand la puissance absorbée est elle-même faible. Pour utiliser au mieux cette puissance il faut réduire les frottements, c'est-à-dire le poids de l'équipage mobile, utiliser des pivots très fins, etc...

2. Erreurs systématiques. Erreurs fortuites. — Dans les conditions pratiques où nous nous placerons dans ce volume, on ne perdra pas de vue qu'une *mesure quelconque comporte toujours une erreur.* On peut distinguer les erreurs produites par la méthode elle-même, par l'appareil de mesure employé, dont l'étalonnage n'est pas absolument exact, ou par l'expérimentateur, dont les sens sont imparfaits. Les deux premières sont des *erreurs systématiques;* la dernière est une *erreur fortuite.*

Les erreurs systématiques se reproduiront toujours identiques à elles-mêmes, dans les mêmes conditions. Les erreurs fortuites pourront varier avec l'habileté de l'opérateur.

3. Erreur absolue, erreur relative. — Si nous faisons une erreur de 2 volts en mesurant une tension de 200 volts, nous dirons que *l'erreur absolue* est de 2 volts.

On dira que *l'erreur relative* est de 2/200 ou 1/100 ou encore 1 %. Dans une mesure, c'est toujours l'erreur relative qu'il faut considérer. On conçoit sans peine qu'une erreur de 2 volts sur une tension de 4 volts puisse avoir des conséquences beaucoup plus importantes que la même erreur sur une tension de 2 000 volts. L'erreur absolue est la même dans les deux cas. L'erreur relative est de 50 % dans le premier cas et de 0,1 % dans le second.

Il est toujours indispensable de connaître l'erreur systématique que comporte une mesure. Si un voltmètre est exact à 5 % près, il sera tout à fait illusoire de vouloir apprécier 1/2 volt sur une tension de 100 volts. Si le résultat de la mesure est introduit dans des calculs, il sera parfaitement inutile de pousser ceux-ci jusqu'à la quatrième décimale...

L'erreur systématique des appareils de mesure peut être dans un sens ou dans l'autre. Lorsque la lecture d'un appareil, exact à 2 % près, est de 100, il faut en conclure que la grandeur exacte est mesurée par un chiffre compris entre 98 et 102.

Lorsque le résultat d'une mesure est introduit dans un calcul, pour déterminer une autre grandeur, il faut toujours chercher à connaître l'influence de l'erreur probable sur le résultat. Dans certains cas, une erreur de 4 ou 5 % dans la mesure peut se traduire par une incertitude de 60 ou 80 % de la grandeur que l'on cherche à connaître. Si, enfin, ce résultat est, à son tour, introduit dans un autre calcul pour déterminer une troisième grandeur, on conçoit facilement que le chiffre trouvé ne puisse pas même indiquer l'ordre de grandeur de ce qu'on cherche.

Le *calcul des erreurs* fait l'objet de règles précises et permet justement de connaître l'incertitude maximum.

4. Utilisation de la moyenne. — L'erreur fortuite qu'on fait dans une mesure peut être dans un sens ou dans l'autre. En d'autres termes, le chiffre trouvé peut être trop grand ou trop petit. Si nous effectuons un nombre de mesures assez grand : au moins cinq, par exemple, nous pouvons être assuré que les erreurs seront dans un sens et dans l'autre. Il en résulte que nous aurons une valeur beaucoup plus approchée de la grandeur cherchée en faisant la moyenne de tous les résultats obtenus. Si le nombre de mesures est suffisant, on peut démontrer que l'erreur fortuite est pratiquement annulée.

Pour fixer les idées, imaginons qu'il s'agisse de mesurer une grandeur G et qu'une série de mesures, comportant des erreurs fortuites, nous donne des résultats G_1, G_2, G_3, G_4, etc... Les erreurs correspondantes qui peuvent être positives ou négatives sont e_1, e_2, e_3, e_4.

En d'autres termes on a :

$$G_1 = G + e_1$$
$$G_2 = G + e_2 \text{ etc.}$$

La moyenne de n mesures sera :

$$\frac{nG + (e_1 + e_2 + \dots e_n)}{n}$$

ou

$$G + \frac{e_1 + e_2 + \dots e_n}{n}.$$

D'après cela, il est visible que les petites erreurs, qui sont tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, s'annulent réciproquement et que, s'il y a une

erreur plus importante, elle est divisée par *n*. Le résultat exact sera d'autant plus approché que *n* sera plus grand.

Dans le cas d'un phénomène d'observation délicate il est avantageux d'utiliser plusieurs observateurs et d'éliminer complètement les résultats qui s'écartent trop de la moyenne.

Il va sans dire que l'application de ce principe ne peut avoir aucune action sur les erreurs systématiques puisque celles-ci sont toujours dans le même sens.

5. Utilisation d'une courbe. — L'allure générale d'un phénomène peut souvent être représentée avec avantage par un graphique ou par une courbe quand il s'agit d'une variation *continue*. Par cette dernière expression, il faut entendre qu'une variation infiniment petite d'une des variables est toujours suivie d'une variation, également infiniment petite, des autres variables. En d'autres termes, il n'y a point de discontinuité.

La courbe condense en quelque sorte toute une série de mesures et, bien qu'il s'agisse de grandeurs différentes, on peut encore appliquer les principes exposés dans le paragraphe précédent, mais sous une autre forme.

Prenons un exemple précis. Supposons qu'il s'agisse d'étalonner un ondemètre, c'est-à-dire un appareil destiné à mesurer des longueurs d'ondes, ou des fréquences. Sur le cadran, il s'agit de marquer les différentes graduations : 190, 200, 205, 210, etc... jusqu'à 600 mètres.

Les étalons dont nous pouvons nous servir seront les différents émetteurs européens.

La plupart d'entre eux ont des longueurs d'ondes réelles qui diffèrent de moins d'un millionième de leur longueur d'onde normale. Nos ambitions sont beaucoup moins grandes et nous nous contenterons d'une exactitude de l'ordre de 1 ou tout au plus 0,5 %. Une précision plus grande exigerait une construction toute spéciale de l'ondemètre et n'aurait aucune utilité pour l'usage courant.

Nous procéderons de la manière suivante :

Un récepteur auxiliaire sera réglé par exemple sur l'émission *Paris France II* : 347,6 m. L'ondemètre hétérodyne étant allumé, nous chercherons l'interférence qui se traduira par un sifflement dans le haut-parleur. L'accord exact correspondra au battement de fréquence nulle. On peut ainsi accorder l'hétérodyne d'une manière extrêmement précise.

Mais il s'agit de graduer le cadran en *longueur d'onde;* et la plupart des stations ont des longueurs d'ondes qui ne sont pas mesurées par des chiffres entiers. Il ne peut donc pas être question de porter directement les graduations sur le cadran.

Le tracé d'une courbe nous permettra de tourner la difficulté. L'ondemètre sera muni d'une graduation en divisions égales, *mais absolument arbitraires.*

Ces graduations seront reportées, en abscisses, sur un papier millimétré (fig. 1). En ordonnées nous porterons une échelle divisée en longueurs d'ondes.

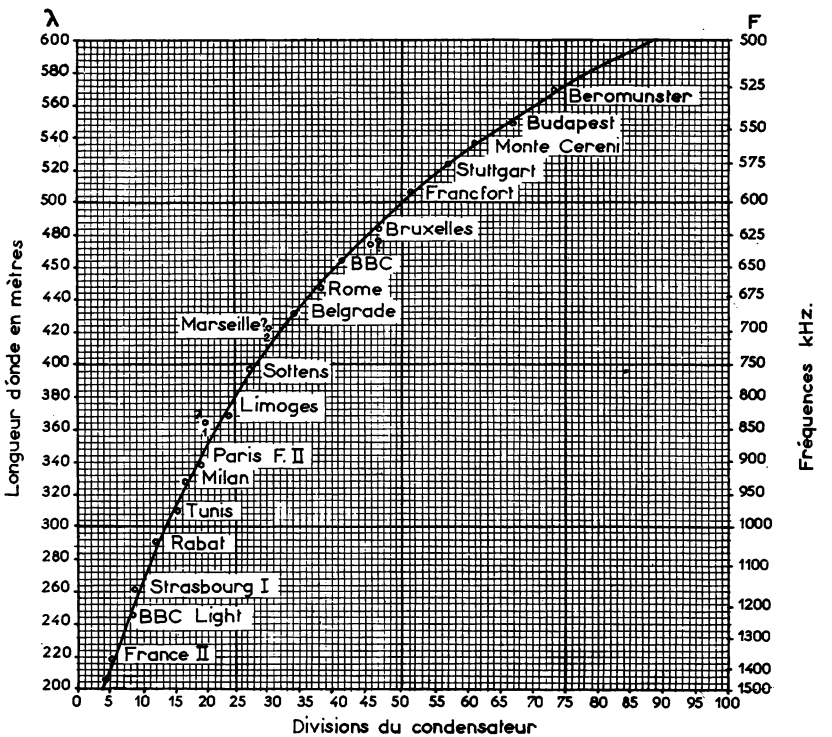


Fig. 1.

Avant de commencer, énumérons les erreurs que nous pouvons commettre.

I. *Erreur systématique.* — Celle due à la station elle-même. C'est une erreur systématique. Nous avons déjà indiqué qu'elle était négligeable.

II. *Erreurs fortuites.* — 1° Erreur dans l'appréciation de l'interférence à fréquence nulle.

2° Erreur sur l'identité de la station.

3° Erreur de battement; nous avons par

exemple un sifflement dû au manque de présélection du récepteur et nous avons confondu cette interférence avec celle que nous cherchons (erreur fortuite).

4° Erreur de lecture dans la graduation de l'ondemètre.

La grandeur de cette erreur dépendra de la grandeur du cadran. Plus celui-ci sera développé et plus nous pourrons obtenir une grande précision.

Nous aurons risqué ces cinq causes d'erreurs quand nous aurons lu, par exemple :

Paris-France II : $\lambda = 347{,}6$ m, graduation : 19.

Nous risquons de faire encore deux erreurs en construisant notre courbe :

5° Erreur en reportant le point verticalement;

6° — — horizontalement.

Le profil des lames du condensateur étant régulier, il est évident que tous les points supposés rigoureusement exacts vont se placer sur une courbe parfaitement régulière qui ne devra présenter ni points de rebroussement ni points d'inflexion, ni brusques changements de courbure.

En reliant tous les points obtenus par des segments de droites, on obtiendra également une ligne brisée dont l'allure générale représente la courbe exacte. Ce résultat est dû aux erreurs fortuites qui jouent dans un sens ou dans l'autre.

Si le nombre de points est assez élevé, on tracera sans difficulté cette courbe moyenne, en laissant autant de points d'un côté que de l'autre.

On remarquera, parfois, que certains points s'écartent résolument de la courbe moyenne. Ce sont des points faux qui entrent dans les catégories 2° ou 3°. On n'en tiendra aucun compte. Il aurait été possible de discriminer les erreurs si nous avions tracé la courbe au moment même où nous faisions la mesure. C'est le procédé qu'il conviendra d'employer chaque fois que ce sera possible.

La courbe ainsi tracée nous permet d'interpoler, c'est-à-dire de savoir quelle est la longueur d'onde pour une graduation intermédiaire entre deux points successifs. Nous pourrons ainsi tracer les graduations correspondant aux longueurs d'ondes exactes. Ainsi, par exemple, la longueur d'onde de 400 mètres correspondra à la graduation 27,5 ou inversement, la graduation 40 correspondra à la longueur d'onde 460 mètres.

Nous pourrons aussi étendre la courbe dans un sens comme dans l'autre par extrapolation, en la prolongeant et en respectant son allure générale. Ce procédé peut rendre des services, mais peut aussi conduire à des erreurs importantes.

Le tracé d'une courbe est d'autant plus précis que le nombre de mesures est plus grand.

CHAPITRE PREMIER

Galvanomètre Mesures de Tension et d'Intensité.

6. Généralités. Galvanomètre. — Le *galvanomètre* est un des appareils de mesures le plus répandu. Suivant le montage utilisé, le galvanomètre peut être : indicateur de zéro, voltmètre, ampèremètre, ohmmètre, etc..., etc..., Un contrôleur universel n'est pas autre chose qu'un galvanomètre dont on peut faire varier les constantes pour l'adapter à des mesures différentes.

Il y a des galvanomètres à cadre mobile, à aimant mobile, électrodynamique, etc..., ainsi qualifiés suivant leur construction ou la nature des phénomènes utilisés. Le plus sensible est celui de Thomson : une intensité

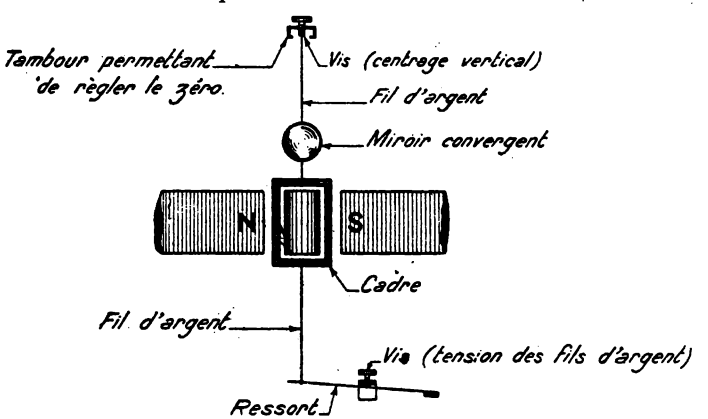


Fig. 2.

de courant de 1/1000 de microampère donne une déviation de 50 millimètres sur une échelle. On a rarement besoin d'une telle sensibilité et, pour les mesures courantes, c'est plutôt une gêne qu'un avantage.

Un des galvanomètres les plus répandus dans les laboratoires est celui de *Deprez-d'Arsonval* qui est à cadre mobile. Son étude présente un grand intérêt puisque les appareils d'aujourd'hui en sont de simples adaptations.

7. Galvanomètre Deprez-d'Arsonval. — Sous sa forme habituelle, le galvanomètre Deprez-d'Arsonval comporte un cadre rectangulaire d'une surface de l'ordre de 20 cm², une bobine d'environ 500 spires de cuivre, suspendue à l'aide de deux fils d'argent de 10/100, entre les mâchoires d'un aimant (fig. 2). Un cylindre de fer doux placé à l'intérieur

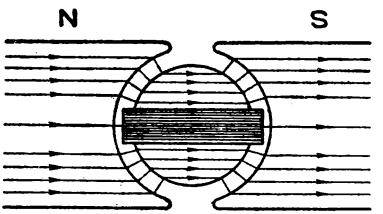


Fig. 3.

du cadre augmente l'intensité de champ en diminuant la longueur de l'entrefer. Grâce à lui, les lignes de force sont toujours dans le plan du cadre (champ rayonnant) (fig. 3) tout au moins quand il s'écarte peu de sa position d'équilibre.

Le cadre peut être solidaire d'une aiguille. Mais une sensibilité bien plus

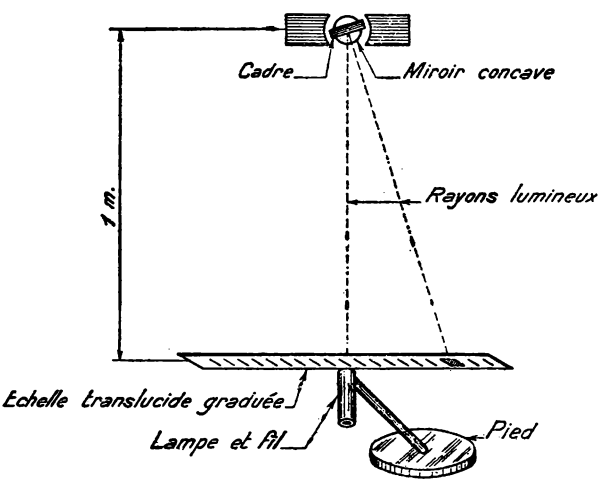


Fig. 4 *a*.

grande est obtenue en fixant un petit miroir concave sur la partie supérieure du cadre et en utilisant un dispositif optique.

Une échelle translucide, placée à une certaine distance du galvano-

mètre, porte une lampe destinée à éclairer une fenêtre dans l'axe de laquelle est tendu un fil. De cette fenêtre, le miroir donne une image réelle qui vient se former sur l'échelle (fig. 4*a* et fig. 4*b*).

On comprend qu'une très faible rotation du miroir — c'est-à-dire du cadre — se traduise par un déplacement considérable de l'image de la fente (appelée « spot », mot anglais signifiant : tache). En fait, l'échelle entière correspond à un angle de l'ordre de 7° du cadre, avec les dimensions habituellement utilisées (distance 1 m entre miroir et échelle).

L'ensemble du dispositif est schématisé figure 4*a* et figure 4*b*.

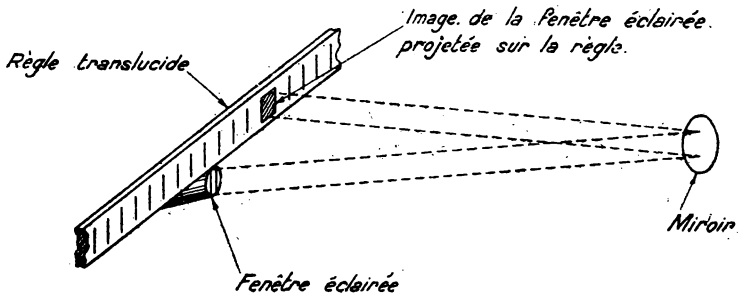


Fig. 4 *b*.

Dans les mêmes conditions citées plus haut, un courant de 1 microampère donne une déviation supérieure à 2 mm sur l'échelle.

Grâce à la faiblesse des angles de rotation on peut admettre, sans erreur appréciable, que les déviations sont proportionnelles aux intensités.

La résistance du cadre est de 200 ohms (chiffre courant). Une tension de 1 microvolt aux bornes donne une déviation de 10 mm sur l'échelle.

Le fonctionnement se comprend par simple application des lois de l'électromagnétisme : le couple du cadre est équilibré par le couple de torsion des fils d'argent.

8. Amortissement. — L'équipage du galvanomètre constitue un système oscillant. Les équations sont exactement de même forme que celles d'un circuit qui comprendrait *self-induction*, *capacité* et *résistance*[1]. La self-induction est remplacée par l'inertie du système mobile, la capacité par l'élasticité des fils d'argent, la résistance par les frottements ou, d'une manière générale, toutes les causes de dégradation d'énergie.

Dans les conditions habituelles, le coefficient R a une valeur inférieure

1. Voir tome II, chapitre VI.

à *sa grandeur critique*, aussi le miroir ne prendra sa position d'équilibre qu'après une série d'oscillations d'une durée parfois gênante.

On peut rendre le galvanomètre apériodique en le shuntant par une résistance assez faible. Mais il va sans dire qu'on diminue ainsi la sensibilité.

On peut aussi faire appel à des dispositifs mécaniques : une palette entraînée par le cadre, immergée dans un godet d'huile, par exemple.

Lorsque l'amortissement est obtenu par les procédés indiqués, il ne modifie nullement les constantes de l'appareil puisque les forces d'amortissement ne se produisent précisément que *pendant le mouvement.*

9. Galvanomètre balistique. — Pour certaines applications (mesure des capacités, par exemple) on utilise le *galvanomètre balistique.* Il ne diffère du galvanomètre ordinaire que par une inertie beaucoup plus grande du système mobile [1]. La période d'oscillation est beaucoup plus longue. Elle est choisie, d'ailleurs, de telle façon que la durée du phénomène en observation (décharge d'un condensateur dans le cas cité) puisse être négligée devant elle. Le système mobile ne se déplace pas d'une manière appréciable pendant l'expérience. Il reçoit une impulsion qui le fait partir avec une certaine vitesse, exactement comme la balle d'un fusil reçoit le choc de l'explosion, d'où le nom de « balistique ».

La période des instruments habituellement employés est de l'ordre de 10 à 12 secondes.

On peut démontrer que *l'élongation* (c'est-à-dire le déplacement maximum du spot) est proportionnelle à la quantité d'électricité qui a traversé l'appareil.

10. Adaptations industrielles. — Le galvanomètre de Deprez et d'Arsonval est un instrument de laboratoire dont l'emploi offrirait de nombreux inconvénients pour l'usage en atelier, ou même dans le laboratoire industriel. Nous ne l'avons décrit succinctement que parce qu'il est à l'origine de la plupart des instruments utilisés.

Les appareils de mesure du commerce sont réalisés le plus souvent de la manière que nous allons décrire (fig. 5).

Un aimant circulaire, généralement sans pièces polaires rapportées, est coupé par un évidement cylindrique dans lequel vient se placer le système mobile. L'élément actif de celui-ci est un cadre rectangulaire ou circulaire

1. On obtient ce résultat en alourdissant le cadre et en lui donnant un diamètre plus grand.

qui comporte un certain nombre de spires de cuivre. Il est intéressant de constituer l'armature du cadre en un métal bon conducteur et non magnétique. Les courants de Foucault [1] produits par les oscillations concourent efficacement à l'amortissement.

Au centre de l'évidement polaire est disposé un cylindre ou une bille de fer doux, qui sont fixes et qui diminuent la longueur de l'entrefer et rendent le champ rayonnant.

Le cadre est solidaire de l'aiguille indicatrice qui se déplace devant un

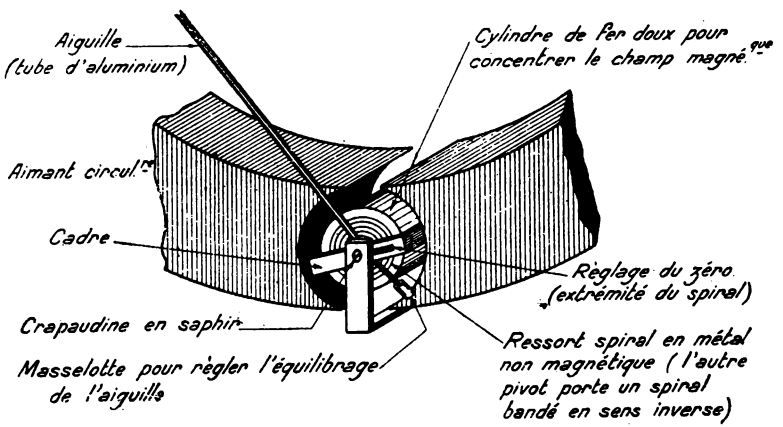

Aiguille (tube d'aluminium)
Cylindre de fer doux pour concentrer le champ magné.
Aimant circul.
Cadre
Réglage du zéro (extrémité du spiral)
Crapaudine en saphir
Masselotte pour régler l'équilibrage de l'aiguille
Ressort spiral en métal non magnétique (l'autre pivot porte un spiral bandé en sens inverse)

Fig. 5.

cadran gradué. Il porte deux pivots en acier trempé qui se logent dans deux crapaudines de pierre fine (saphir, rubis, etc...).

Dans certains appareils de qualité, une petite masse mobile sur un levier permet l'équilibrage exact de l'aiguille, de telle sorte que les indications de l'appareil soient invariables quand on passe de la position horizontale à la position verticale.

Le courant est amené au cadre par deux ressorts spiraux dont l'un est placé en avant (visible sur le schéma 5) et l'autre en arrière (invisible). Ces deux ressorts sont bandés en sens inverse et leur action antagoniste fixe le zéro de l'instrument. On peut déplacer ce point d'équilibre en faisant tourner l'un d'eux.

L'aiguille est aussi légère que possible. Elle est généralement constituée par un mince tube d'aluminium dont l'extrémité est aplatie, soit dans le plan du cadre (fig. 6), soit dans un plan perpendiculaire (fig. 7). Ce dernier

1. Voir tome I, paragraphe n° 98.

système est préférable, surtout si l'on a soin de prévoir un miroir placé sous l'aiguille. On évite ainsi les erreurs fortuites dites de « parallaxe ». En effet, l'aiguille se déplace forcément à une certaine distance au-dessus du cadran. Suivant qu'on regardera obliquement ou perpendiculairement on pourra faire deux lectures différentes. Il est parfois difficile d'apprécier exactement la position qu'on occupe par rapport à l'appareil de mesure. Avec le système (fig. 7), la question ne se pose pas si l'on a soin de vérifier que, pendant la lecture, le « couteau » de l'aiguille coïncide avec son image dans le miroir. Toutefois, le système de la figure 6 a l'avantage de permettre des lectures à une distance plus grande.

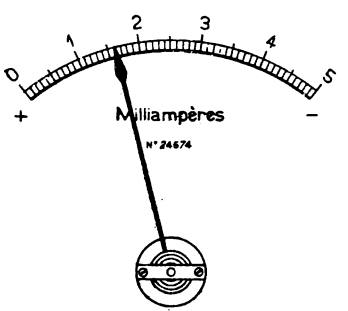


Fig. 6.

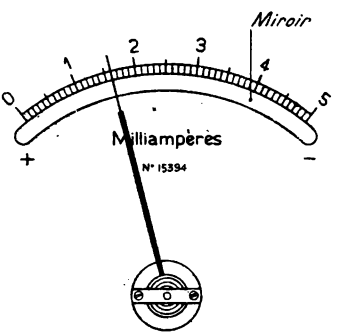


Fig. 7.

11. Appareils à fer mobile. — Il existe de très nombreux systèmes que nous n'avons pas l'intention de passer en revue. Ces appareils n'ont pour eux que l'avantage de la simplicité. Ils sont peu coûteux. Par contre, la consommation de courant est importante et les indications qu'il donnent sont susceptibles de varier avec de nombreux facteurs.

Les phénomènes utilisés sont généralement les suivants :

1° Un noyau de fer doux tend à s'enfoncer dans l'axe d'un solénoïde quand celui-ci est parcouru par un courant.

2° Deux palettes de fer doux, placées dans l'axe d'un solénoïde se repoussent quand celui-ci est traversé par un courant (fig. 8).

Nous avons schématisé le mécanisme d'un appareil utilisant ce dernier principe sur le croquis 8. Une des palettes est fixe, l'autre est solidaire de l'aiguille. Le couple antagoniste est obtenu à l'aide d'un spiral non magnétique.

Il est à noter que le sens des forces qui s'exercent dans les appareils de ce type ne dépend pas, en principe, du sens du courant qui traverse la bobine. En pratique, on constate souvent qu'en inversant le sens d'un

courant d'intensité donnée les indications ne sont pas rigoureusement les mêmes. On obtiendra donc une exactitude plus grande en branchant toujours l'appareil dans le sens qui a été utilisé pour l'étalonnage.

Le sens de déviation étant indépendant du sens de branchement, il en résulte la possibilité d'utiliser ces appareils en courant alternatif. Toutefois, les indications varient notablement avec la fréquence, à cause de la présence de phénomènes d'hystérésis dans le fer, et au coefficient de self-induction de la bobine, etc...

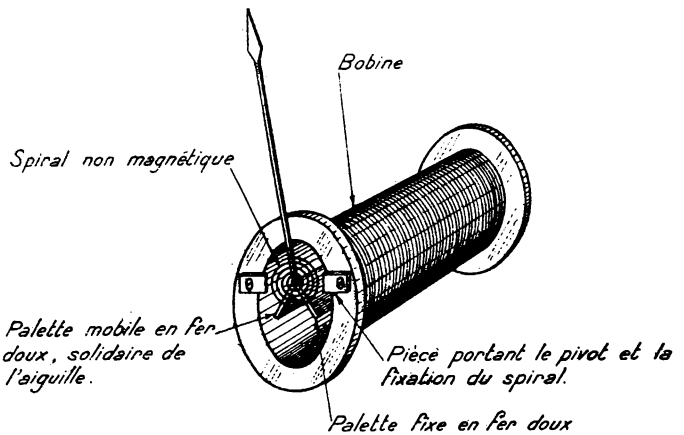

Bobine
Spiral non magnétique
Palette mobile en fer doux, solidaire de l'aiguille.
Pièce portant le pivot et la fixation du spiral.
Palette fixe en fer doux

Fig. 8.

12. Appareils à aimant mobile. — Ces appareils réalisent sous une forme industrielle l'expérience classique d'Oersted [1]. La boussole est remplacée par un petit aimant solidaire de l'aiguille. Le simple conducteur est remplacé par un solénoïde avec noyau de fer. Certains de ces appareils sont utilisés comme indicateurs de résonance dans les récepteurs de T.S.F. L'aiguille est alors souvent remplacée par un volet qui vient porter ombre sur un écran.

Quand il s'agit de courant de forte intensité, on peut alors, comme dans l'expérience d'Oersted, remplacer la bobine par un simple conducteur rectiligne. L'appareil de mesure est alors réduit à la plus grande simplicité. Il ne comporte aucune bobine, mais une barre devant laquelle est placée une petite palette aimantée solidaire de l'aiguille. Un tel appareil, comme la boussole de l'expérience, est *polarisé*. Il peut donc indiquer le sens du courant et contrôler, par exemple, l'intensité de *charge* ou de *décharge* de la batterie.

1. Voir tome I, paragraphe n° 73.

13. Mesure des intensités de courant. Méthode électrolytique. — La définition de l'Ampère [1], unité pratique d'intensité, est la suivante : *c'est le courant d'intensité constante qui, traversant une solution d'azotate d'argent, produit, dans certaines conditions qu'il est inutile de préciser ici, un dépôt de* 1 *mg.* 118 *d'argent par seconde.*

On peut donc mesurer une intensité de courant par l'application de la définition. Mais ce n'est là qu'une méthode utilisable dans les laboratoires pour tracer les graduations des ampèremètres étalon qui serviront, par la suite, à étalonner les appareils de série.

14. Électrodynamomètre absolu. — Dans le même but, on préfère généralement utiliser aujourd'hui des appareils dérivés de *l'électrodynamomètre absolu de Pellat.* Nous donnons une brève description de cette méthode comme exemple d'une méthode de mesure absolue.

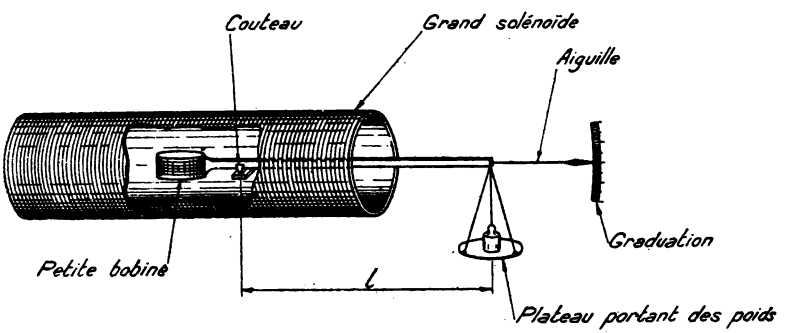


Fig. 9.

En principe, l'appareil comporte un solénoïde dont la longueur est grande par rapport au diamètre (fig. 9). Cette condition permet de négliger l'influence des extrémités dans la région centrale et d'admettre que le champ magnétique y est *uniforme* [2].

Dans la région centrale de cet enroulement est placée une seconde bobine dont l'axe est vertical, solidaire d'un fléau de balance dont l'extrémité porte un plateau. Une tare permet d'équilibrer plateau et bobine et un index, examiné avec un petit microscope, permet de s'assurer de la rigueur de cet équilibre.

La petite bobine comporte N spires de surface S. Elle est montée en série avec le solénoïde.

Lorsqu'un courant *i* traverse les deux bobines, l'équilibre est rompu soit

1. Voir tome I, paragraphe n° 64.
2. Voir tome I, paragraphe n° 132.

dans un sens, soit dans l'autre, suivant le sens de branchement et non pas suivant le sens du courant. En effet, quand on inverse le sens du courant, on inverse simultanément le sens des deux champs magnétiques et par conséquent le sens du couple demeure constant.

L'appareil peut donc être utilisé en courant alternatif.

L'intensité de champ au centre du solénoïde est :

$$H = \frac{4\pi ni}{10}.$$

H est donné en gauss si n est le nombre de spires par cm et i l'intensité en ampères.

Le couple est : $G = \frac{i\ HNS}{10}$.

En remplaçant H par sa valeur on trouve :

$$G = i^2\ \frac{4\pi\ n\ NS}{100}.$$

L'expression $\frac{4\pi\ n\ NS}{100}$ est une constante de l'appareil facilement mesurable[1]. Le couple est donc :

$$G = K_1\ i^2.$$

Mais on peut équilibrer cette action et ramener l'aiguille au zéro en modifiant la tare ou en ajoutant un poids de masse m, sur laquelle agira l'intensité de la pesanteur g.

Si l est la longueur du bras de levier, on a :

$$K_1 i^2 = lmg$$

mais lg est, en un endroit donné, une autre constante de l'appareil. On a donc finalement :

$i^2 = \frac{K_2}{K_1}\ m$ ou, enfin, en désignant par K la constante $\frac{K_2}{K_1}$

$$i = K\sqrt{m}.$$

Ainsi est connue l'intensité de courant en fonction des unités de masse et de longueur.

Il existe aussi des électrodynamomètres relatifs qui, préalablement gradués avec le précédent, servent d'ampèremètre étalon (Siemens, Balances de Lord Kelvin, etc...).

Mesures en courant continu.

15. Ampèremètre. — Un ampèremètre est un galvanomètre destiné à la mesure des intensités de courant. Il se branche, naturellement, en

1. Puisqu'il suffit de mesurer la surface des spires et, par conséquent, leur diamètre et de les compter.

série dans le circuit. Quand il s'agit de courant continu l'ampèremètre à cadre mobile est, de beaucoup, le plus employé et le plus précis. On comprend facilement que l'on puisse augmenter la sensibilité, c'est-à-dire la déviation pour une même intensité, en augmentant le nombre de spires. Mais, en faisant ainsi, on augmente la résistance de l'appareil de mesure. On risque alors que l'introduction de l'appareil dans un circuit ne vienne modifier l'intensité du courant que l'on désire mesurer.

Pour la mesure des courants intenses, on serait amené à utiliser un appareil dont le cadre comporterait peu de spires d'un fil de gros diamètre. Mais on se trouverait en présence d'une grave difficulté. Le courant est amené au cadre par les deux spiraux. S'il s'agit d'une intensité assez forte, ces ressorts seront soumis à un échauffement qui modifiera leurs constantes élastiques et qui faussera les mesures.

Pour éviter ce défaut on shunte l'instrument.

16. Shunts des ampèremètres. — Shunter un ampèremètre, c'est disposer entre ses bornes une résistance, de telle sorte qu'une fraction connue de l'intensité de courant totale passe dans l'instrument (fig. 10), i_1 étant toujours dans un rapport constant avec I, il suffit de connaître i_1 et ce rapport pour connaître I.

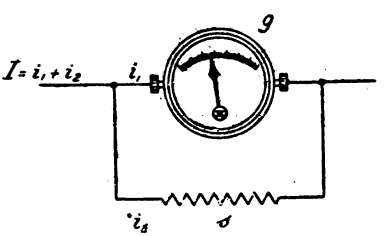


Fig. 10.

D'une manière plus précise, appelons s la résistance du shunt, g la résistance de l'appareil de mesure, et i_2 l'intensité de courant dans le shunt, on peut écrire :

$$\begin{cases} \dfrac{i_1}{i_2} = \dfrac{s}{g} \\ I = i_1 + i_2 \end{cases}$$

$$\frac{i_1}{I} = \frac{i_1}{i_1 + i_2} = \frac{s}{s + g}$$

$$i_1 (s + g) = I\, s \text{ d'où } I = \frac{i_1 (s + g)}{s}$$

ce qui prouve que le courant dérivé dans l'appareil de mesure est une fraction constante du courant total.

Le rapport appelé *pouvoir multiplicateur du shunt* est $m = \frac{g + s}{s}$, c'est le chiffre par lequel il faut multiplier les indications du galvanomètre pour obtenir l'intensité totale. Il est évident que m dépend de la résistance du galvanomètre : les mêmes shunts ne peuvent pas être utilisés avec des galvanomètres de résistance différente.

Inversement, la résistance à donner à un shunt destiné à être utilisé avec un galvanomètre de résistance g pour obtenir un pouvoir multiplicateur m sera calculée par :

$$s = \frac{g}{m - 1}$$

Ainsi pour $m = 10 \quad s = \frac{g}{9}$

$$m = 100 \quad s = \frac{g}{99}$$

$$m = 1000 \quad s = \frac{g}{999}.$$

La résistance R_a équivalente au galvanomètre et à son shunt est telle que :

$$\frac{1}{R_a} = \frac{1}{s} + \frac{1}{g}$$

d'où $R_a = \frac{g\,s}{s + g}$, mais $s = \frac{g}{m - 1}$

d'où $R_a = \frac{g}{m}$.

Grâce à l'artifice des shunts, un même appareil de mesure permet de mesurer des intensités très différentes. On pourra, par exemple, se servir du même équipage galvanométrique entre quelques microampères et des centaines d'ampères.

Une remarque curieuse, c'est qu'un ampèremètre est, en quelque sorte, un consommateur de « volts ». En effet, l'ensemble constitué par l'appareil de mesure et son shunt a une résistance égale à $\frac{g}{m}$, la chute de tension produite dépend donc essentiellement de la résistance du galvanomètre g. Un appareil, à sensibilité égale, sera d'autant plus intéressant que g sera plus petit. On peut avoir une appréciation complète de la qualité de l'ins-

trument en cherchant quelle tension il faut appliquer aux bornes de g pour obtenir la déviation complète. Avec les bons ampèremètres de précision, cette tension est de l'ordre de quelques centièmes de volts. S'il en est ainsi, on pourra négliger la consommation de l'instrument dans un grand nombre de cas usuels.

On utilise aussi couramment dans l'industrie des ampèremètres à fer mobile (électromagnétique).

Mesure des tensions.

17. Électromètres. — On appelle *électromètre* un dispositif de mesure de tensions qui fonctionne à circuit ouvert, c'est-à-dire sans consommation de courant. Les électromètres utilisent souvent des phénomènes électrostatiques.

Il existe des voltmètres industriels qui sont de véritables électromètres, mais ils ne peuvent convenir qu'à la mesure des tensions élevées. A titre documentaire, nous décrirons brièvement l'électromètre de Lord Kelvin pour donner un autre exemple de mesures absolues.

18. Électromètre de Lord Kelvin. — L'électromètre de Lord Kelvin est un dispositif très simple en principe, qui permet de mesurer la force qui s'exerce entre les deux armatures d'un condensateur (fig. 11).

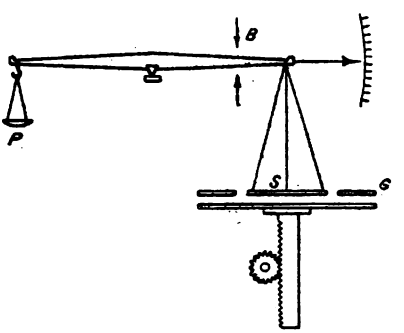


Fig. 11.

Il comporte un plateau S, solidaire d'un fléau de balance que des poids placés dans un plateau P permettent d'équilibrer. Un repère, placé dans le champ d'un petit microscope, permet de contrôler que l'index est au zéro. Un anneau de garde G entoure le plateau S pour éviter l'influence des bords de ce dernier.

Deux butées B limitent les déplacements du fléau. Ces butées sont nécessaires, parce que l'équilibre réalisé est instable. En effet, un déplacement minime de S vers le bas se traduit par une augmentation de l'attraction, alors que la force antagoniste développée par P demeure constante. On opère pratiquement de la manière suivante :

On remonte le plateau inférieur à l'aide de la crémaillère jusqu'au contact avec S et G qui sont rigoureusement dans le même plan. On place alors l'index au zéro, en contrôlant au microscope.

On écarte le plateau inférieur, on place un poids P de manière à déplacer S jusqu'à la butée supérieure. On applique la tension, puis on rapproche le plateau jusqu'au moment où l'index est au zéro.

Si V est la tension appliquée

m, la masse dans le plateau

e, l'écartement entre les deux plateaux, on peut établir la relation suivante :

$$V = e\, K\sqrt{m}$$

K étant une constante qui dépend de l'intensité de la pesanteur à l'endroit de l'expérience et des dimensions de l'appareil.

Il existe d'autres électromètres absolus (Bichet et Blondlot, Abraham et Villard).

19. Étalons de différence de potentiel. — Nous avons indiqué dans le tome I de cet ouvrage[1] que, pratiquement, on définit le *volt* comme les 1000/1434e de la force électromotrice de la pile étalon de *Latimer Clark* à 15° centigrades. Mais on n'oubliera pas qu'il s'agit là de *force électromotrice* et que la mesure suppose une expérience faite à circuit ouvert ou, tout au moins, avec une intensité de courant assez faible pour qu'on puisse négliger la chute de tension due à la résistance intérieure de la pile-étalon.

On ne perdra pas de vue que les piles étalons de *Latimer Clark* ont un coefficient de température relativement important. Il est d'ailleurs souvent difficile d'apprécier la température à *l'intérieur* de l'élément. L'élément *Weston* a un coefficient de température beaucoup plus faible, bien que non négligeable.

Quand on veut étalonner un voltmètre en construisant des piles étalons, il est sage d'en réaliser un nombre aussi élevé que possible. Cela permet d'éliminer les éléments défectueux.

20. Voltmètre. — Un voltmètre est un galvanomètre de résistance relativement élevée qui se branche aux bornes de la tension V à mesurer.

1. Voir tome I, paragraphe n° 132.

Le courant qui traverse son circuit est $i = \frac{V}{R_i}$ si R_i est la résistance intérieure. Il est donc proportionnel à E et peut être gradué directement *en volts*.

On remarque immédiatement que si un ampèremetre consomme des volts, *un voltmètre consomme des ampères.* Il y a intérêt à réduire cette consommation autant qu'on le peut. En effet, on diminue ainsi la perturbation dans les circuits qu'il s'agit de mesurer.

D'après la formule précédente, on ne peut réduire i qu'en augmentant R_i. *Il faudra donc utiliser un galvanomètre donnant le maximum de déviation pour le minimum d'intensité.*

Le voltmètre sera réalisé pratiquement par un enroulement actif (cadre, par exemple) en fil de cuivre à grande conductibilité, comportant un nom-

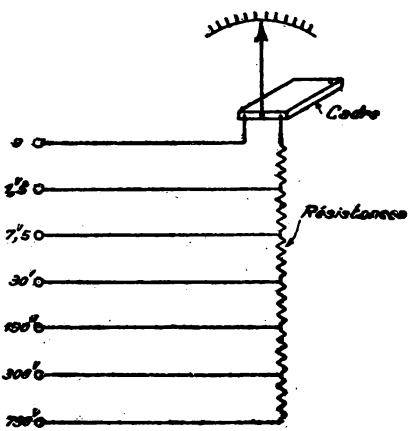


Fig. 12.

bre de spires aussi élevé que possible et un enroulement inactif, jouant le rôle d'une résistance pure. Il est indispensable que cet enroulement additionnel ait un coefficient de température sensiblement nul. On utilisera, par exemple, du constantan.

La résistance additionnelle pourra être fractionnée (fig. 12). Ainsi, le même galvanomètre pourra servir à mesurer des tensions très différentes. On choisira les différentes sensibilités de telle sorte que les mêmes échelles puissent servir sur le cadran, à un facteur multiplicateur près.

En dehors de ses qualités mécaniques ou de la précision de son étalonnage, la qualité électrique d'un voltmètre se mesurera d'après *sa résistance intérieure par volt.*

Un voltmètre à cadre de bonne qualité courante aura, par exemple,

une résistance *de* 3000 *à* 5000 *ohms par volt*, un voltmètre de précision aura une résistance de 10000 *ohms par volt ou plus.*

Dans ce dernier cas, il est évident que *la consommation* du voltmètre sera de 0,1 milliampère. Les résistances correspondant aux diverses sensibilités seraient, dans le cas de la figure 12 :

Pour 1 ,5	volts.	.....	résistance	15000 ohms
7 ,5	—	.....	—	75000 —
30	—	.....	—	300000 —
15	—	.....	—	1 500000 —
300	—	.....	—	3 000000 —
750	—	.....	—	7500000 —

Certains voltmètres électromagnétiques de mauvaise qualité ont une résistance qui ne dépasse pas 10 ohms par volt.

D'après ce qui précède, on voit qu'on peut utiliser un voltmètre pour des tensions supérieures à celles pour lesquelles il était normalement prévu ; il suffit pour cela de placer une résistance en série. La détermination de cette dernière ne présentera aucune difficulté, si l'on connaît la sensibilité de l'instrument ou, ce qui revient au même, sa résistance intérieure.

21. Voltmètre électrostatique ou électromètre. Influence de la consommation. — Quand il s'agit de mesurer des tensions relativement

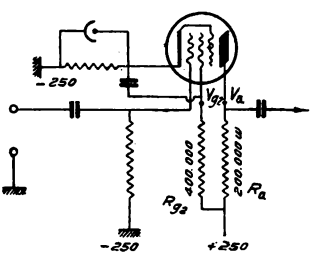


Fig. 13.

élevées, on peut utiliser certains voltmètres qui sont, en quelque sorte, la traduction de la figure 11 sous une forme plus pratique. Ces appareils, ne mettant en jeu que des phénomènes électrostatiques, ont un régime permanent, une résistance interne infinie. Leur emploi est évidemment très intéressant pour mesurer les tensions dans les circuits qui présentent en série une grande résistance. Malheureusement ils ne donnent qu'une précision insuffisante pour des tensions inférieures à 200 volts.

Prenons un exemple précis. Soit, par exemple, le schéma figure 13 qui représente un étage d'amplification de tension par penthode.

Quelles sont les valeurs de tension anode et de tension écran? Pour s'assurer que le tube travaille dans de bonnes conditions, il est indispensable de connaître ces tensions. Allons-nous les mesurer en branchant, simplement un voltmètre entre les électrodes et la masse?

L'expérience est facile à faire et nous indiquera aussitôt la nature de la difficulté. En utilisant le voltmètre de la figure 12 nous trouverons *autant de chiffres différents qu'il y a de sensibilités à l'instrument.* L'intensité de courant que consomme la lampe est du même ordre de grandeur que l'intensité nécessaire au voltmètre.....

Le simple fait de brancher ce dernier double donc approximativement la chute de tension dans R_a et l'indication du voltmètre ne correspond nullement à la tension réellement appliquée, en l'absence d'appareils de mesure.

Connaissant R_a, la résistance de l'appareil de mesure et la tension anodique, on ne peut déduire les tensions V_a et Vg_2 car il faudrait tenir compte des caractéristiques de la lampe.

Il sera beaucoup plus simple de procéder de la manière suivante :

1° On mesurera la tension de plaque, soit 250 volts;

2° On mesurera le courant I_a et I_{g_2} soit 0,9 et 0,5 *m*A. La chute de tension est :

$$\begin{aligned} \text{dans } R_a \quad & 200\,000 \times 0{,}0009 = 180 \text{ volts} \\ \text{dans } Rg_2 \quad & 400\,000 \times 0{,}0005 = 200 \text{ volts} \end{aligned}$$

On en déduit que la tension plaque effective est : $250 - 180 = 70$ volts.

La tension d'écran est de : $250 - 200 = 50$ volts.

Une autre méthode dite *d'opposition* aurait consisté à opposer à la tension inconnue une tension variable jusqu'au moment où l'équilibre, observé au moyen d'un appareil de zéro, aurait été réalisé. A ce moment, il est évident que les deux tensions sont égales. Il suffit de mesurer avec un appareil ordinaire la tension auxiliaire pour connaître la tension inconnue[1].

Cet exemple montre qu'il ne faut pas accepter sans critique les indications des appareils de mesure. Dans le cas précédent, un excellent appareil de mesure, utilisé sur la sensibilité 750 volts, c'est-à-dire avec

1. Cette méthode est utilisée, en particulier, pour mesurer la force électromotrice de source à résistance interne très élevée ou les intensités de courant très faibles. L'appareil de zéro est souvent constitué par la combinaison d'un galvanomètre et d'une *lampe électromètre* (lampe thermoélectronique d'un type spécial); on peut ainsi mesurer avec une précision acceptable des intensités de l'ordre de 10^{-17} ampère (c'est-à-dire la centième partie du milliardième d'un microampère).
Nous étudions les tubes électromètres au chapitre VII *bis* du présent volume.

750.000 ohms de résistance, nous aurait donné une mesure comportant une erreur plus faible, *mais la déviation de l'aiguille aurait été trop petite pour pouvoir être lue avec précision.* Nous aurions pu connaître tout au plus l'ordre de grandeur.

Quant aux lectures sur les sensibilités 300 volts et au-dessous, elles auraient été complètement fausses.

Mesures en courant alternatif industriel.

22. Généralités. — Dans les pages précédentes, nous avons indiqué, en passant, que le sens de la déviation de certains appareils de mesure était indépendant du sens de branchement. Il en résulte la possibilité d'obtenir une déviation en courant alternatif. Toutefois, cela ne veut nullement dire que les appareils en question puissent être utilisés pour des mesures de précision. Nous serons amenés à montrer qu'en général il n'en est rien.

Il y a peu de temps, il était impossible de mesurer des tensions ou des intensités alternatives faibles, à moins de disposer d'un véritable laboratoire. Les instruments à redresseur ont permis de tourner élégamment la difficulté.

On mesure aujourd'hui, sans aucune peine, des intensités alternatives de l'ordre du milliampère, ce qui eût semblé impossible il y a bientôt quinze ans.

23. Mesures absolues. — Les procédés absolus que nous avons décrits, aussi bien pour la mesure des intensités que pour celle des tensions sont immédiatement applicables en courant alternatif. On peut facilement se rendre compte qu'ils permettront de connaître *les valeurs efficaces.*

24. Instruments thermiques. — Lorsqu'on fait passer un courant d'intensité i dans un fil de résistance R, il y a dissipation d'une puissance électrique Ri^2. En conséquence, le fil s'échauffe. S'il s'agit d'un métal ayant un coefficient de dilatation notable, l'allongement sera une fonction de i. En mesurant cet allongement, on pourra connaître i.

Ce principe peut être utilisé en alternatif aussi bien qu'en continu.

On imagine facilement que l'allongement du fil soit une très faible quantité. Il est nécessaire de prévoir des dispositifs mécaniques qui puissent l'amplifier. Le plus couramment utilisé est celui qui est

schématisé figure 14. Le fil dilatable est tendu entre deux points A et B. Au centre un fil perpendiculaire, tendu par un ressort de rappel passe sur une poulie qui commande l'aiguille indicatrice.

Ces appareils ont l'avantage d'être absolument indépendants de la fréquence. Ils ont, par contre, de nombreux autres inconvénients. Leur sensibilité est faible; leur étalonnage n'est pas stable par suite des variations moléculaires dans le fil dilatable. Ils sont fragiles. Il faut tenir compte de la température extérieure. Un voltmètre thermique a couramment une résistance de 50 ohms par volt.

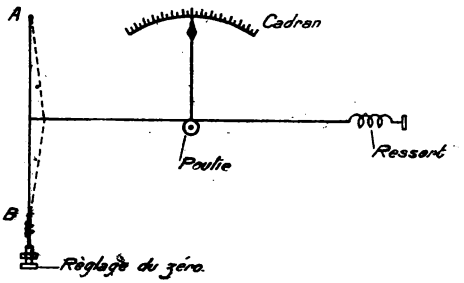


Fig. 14.

25. Appareils électromagnétiques. — Les appareils à palette mobile sont couramment utilisés comme appareils de tableau. Ils donnent alors des renseignements à peu près exacts parce qu'ils sont utilisés dans des conditions connues et invariables. Mais ils ne sauraient, en aucun cas, être considérés comme des instruments de précision.

En effet, ils sont, en général, basés sur la réaction entre deux pièces de fer doux, l'une fixe et l'autre mobile, placées dans un champ alternatif, créé par le courant à mesurer.

Il faudrait d'abord supposer que la perméabilité des pièces de fer est constante.

En réalité, la perméabilité [1] est une fonction très complexe de l'intensité instantanée. Il y a donc une variation de perméabilité au cours de la période. Il en résulte que les indications de l'appareil dépendent de la forme du courant.

D'autre part, les noyaux de fer, placés dans un champ alternatif s'échauffent, ce qui introduit encore une cause de variation de perméabilité. Comme cet effet dépend de la fréquence, il en résulte que l'étalonnage dépend, lui aussi, de la fréquence.

Lorsque ces appareils sont utilisés avec un shunt, les indications données varient avec la position relative du shunt et de l'instrument de mesure. On peut remarquer, en effet, que l'appareil et son shunt constituent un circuit fermé dans un champ alternatif. Il s'y développe une force électromotrice induite qui vient fausser les mesures. On évite cet effet en

1. Voir tome I, paragraphe n° 179.

réduisant la surface de la boucle. Pour cela, on relie l'appareil à son shunt par un fil souple torsadé.

26. Appareils à redresseur. — Nous avons indiqué dans le tome I[1] que le fonctionnement des redresseurs à oxydes ne mettait en jeu aucune réaction chimique et que, dans les conditions normales d'utilisation, un redresseur pouvait demeurer presque indéfiniment identique à lui-même.

Cette stabilité dans le temps a permis d'envisager l'emploi des redresseurs à oxydes pour la mesure des intensités et des tensions alternatives.

Le principe est fort simple : avec un redresseur bien établi, l'intensité moyenne redressée est, à partir d'une certaine amplitude, pratiquement proportionnelle à l'intensité alternative efficace. On mesurera l'intensité moyenne redressée à l'aide d'un galvanomètre et l'on connaîtra ainsi la valeur efficace.

On utilise pratiquement un équipage galvanométrique à cadre mobile et le redressement est assuré par *un montage en pont.*

Un appareil de mesure à redresseur pourra être schématisé comme sur

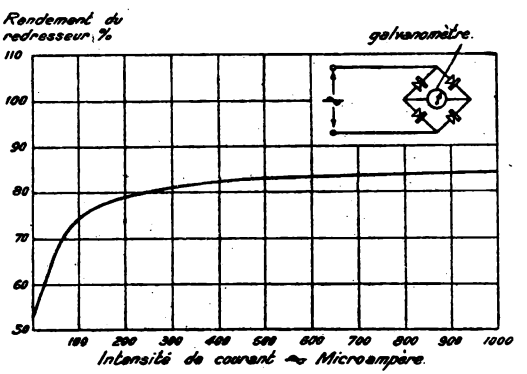


Fig. 15.

la figure 15. Comme il s'agit de redresser tout au plus quelques milliampères, l'élément redresseur est très petit. Il peut facilement être placé à l'intérieur même du boîtier de l'appareil.

Quand ils sont bien construits, les appareils à redresseurs ont une sensibilité presque aussi grande que celle des appareils à cadre. Toutefois, les graduations du cadran ne sont pas les mêmes qu'en courant continu. Non seulement il faut tenir compte de la résistance introduite

1. Voir tome II, paragraphe n° 218.

par le redresseur qui dépend de l'intensité, mais de sa caractéristique de redressement « square law » pour les intensités faibles.

Si l'on porte en abscisse l'intensité alternative et en ordonnée le rendement ou efficacité du redresseur on obtient, par exemple, la courbe figure 15. Pour le type de redresseur considéré, l'efficacité n'est sensiblement constante qu'à partir de 500 microampères. Il en résulte que les graduations de l'instrument sont beaucoup plus serrées au début de l'échelle.

Le coefficient de température des appareils à redresseurs est relativement important.

27. Influence de la fréquence et de la forme du courant. — La caractéristique de fréquence est en général très bonne. On peut admettre pratiquement que l'indication de l'instrument demeure suffisamment précise depuis 10 hertz jusqu'à 15 000 hertz environ pour des milliampèremètres (0,001 Ampère). L'erreur maximum, pour un instrument bien construit, ne dépasse pas 5 % dans cette large bande de fréquence.

Pour des appareils plus sensibles encore (5 microampères max.) l'erreur de fréquence peut être beaucoup plus importante et atteindre, par exemple, 15 % entre 50 et 10 000 hertz.

L'erreur due à la forme du courant dépend des mêmes facteurs, puisqu'on peut considérer un courant non sinusoïdal comme une somme algébrique de composantes harmoniques.

L'erreur de fréquence est due à deux causes principales :

1° *Capacités.*

Les capacités parasites se produisent dans les enroulements et, surtout, entre les disques du redresseur.

2° *Variation d'impédance.*

28. Variation d'impédance. — Le courant qui parcourt le cadre n'est pas un courant continu. C'est un courant unidirectionnel à fréquence double de la fréquence d'alimentation.

Si l'appareil de mesure est réduit à son simple cadre mobile, l'impédance de ce dernier pourra différer de sa résistance et l'écart sera d'autant plus grand que la fréquence sera plus élevée.

Dans le cas d'un appareil utilisé comme voltmètre, l'erreur pourra varier avec les différentes sensibilités. En effet, pour mesurer, par exemple, une tension de 1,5 volt, le cadre sera en série avec une résistance de l'ordre de 1 000 ohms. La réactance du cadre pourra ne pas être négligeable par rapport à cette valeur.

Pour les sensibilités plus élevées, la composante « réactance » demeure invariable, alors que la résistance additionnelle prendra des valeurs beaucoup plus grandes. Elle deviendra donc prépondérante et se confondra avec l'impédance de l'appareil de mesure.

Il résulte de ces observations qu'il sera impossible d'utiliser la même échelle pour la sensibilité 1,5 volt et pour la sensibilité 150 volts. L'écart entre les deux échelles sera d'autant plus important que la fréquence sera plus élevée.

Mesures en courant téléphonique.

29. Généralités. Voltmètre de sortie (output meter). — Les appareils thermiques et les appareils à redresseurs donnant, sous les réserves faites plus haut, des indications indépendantes de la forme et de la fréquence, peuvent être employés pour la mesure des courants téléphoniques. Toutefois, on utilise presque exclusivement les seconds parce que leur sensibilité est plus grande. Cette qualité est d'autant plus précieuse que les tensions à mesurer sont développées dans des circuits dont l'impédance est grande.

Il est fréquent que le circuit soumis à la mesure soit également le siège d'un courant continu : il faut alors séparer les composantes. On arrivera très simplement à ce résultat en plaçant un condensateur en série avec l'appareil de mesure. La valeur doit être choisie de telle sorte que la réactance de capacité soit négligeable pour toutes les fréquences présentes.

On appelle souvent *voltmètre de sortie* ou *output meter* un voltmètre à redresseur prévu avec le condensateur de séparation. Tout bon appareil à redresseur pourra remplir le même office et son exactitude sera pratiquement suffisante, surtout pour les sensibilités différentes de celle qui correspond aux plus faibles tensions.

Il est bien nécessaire de noter que les instruments de mesures donnent l'indication soit de la *tension efficace* soit de la *tension moyenne redressée.* Entre ces valeurs et la *tension maximum, tension de crête ou tension de pointe,* il n'y a aucune relation simple quand il s'agit de courant téléphonique dont la forme est généralement très complexe. S'il s'agit de tensions sinusoïdales on a :

$$E_{max} = E_{eff} \times 1{,}414.$$

Mais en courant téléphonique, la tension maximum peut valoir plusieurs fois la tension efficace. Dans des cas très nombreux (amplification, modulation, etc...) c'est la tension maximum qu'il importe de considérer.

30. Indicateur de niveau sonore. Décibelmètre. — Un « indicateur de niveau sonore » ou plus incorrectement un *decibelmètre* est un voltmètre de sortie étalonné d'une manière particulière.

On sait que toute graduation en *decibels* [1] suppose une puissance de référence arbitrairement choisie comme niveau zéro.

La référence habituellement adoptée correspond à 6 milliwatts dans une impédance de 500 ohms. Il est facile de calculer que la tension aux bornes de cette impédance sera de 1,73 volt.

On établira les correspondances suivantes pour graduer l'instrument :

dB	Volts
— 10	0,5477
— 9	0,6145
— 8	0,6895
— 7	0,7737
— 6	0,8681
— 5	0,9740
— 4	1,0928
— 3	1,2262
— 2	1,3758
— 1	1,5437
0	1,7321
+ 1	1,9434
+ 2	2,1805
+ 3	2,4466
+ 4	2,7451
+ 5	3,0801
+ 6	3,4559
+ 7	3,8776
+ 8	4,3507
+ 9	4,8816
+ 10	5,4772

La puissance maximum de 10 dB correspond évidemment à 6 watts. Ces instruments de mesure sont précieux pour le réglage de la modulation des émetteurs, l'enregistrement sonore, etc... On appréciera d'autant mieux les pointes de modulation que l'instrument aura une constante de temps ou une inertie plus faible.

1. Voir tome I, paragraphes 301 et suivants, ainsi que, particulièrement « Les décibels », table universelle à 3 décimales avec mode d'emploi, par Lucien Chrétien, une plaquette de 40 pages, Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris (6e).

Ce qui précède montre qu'un simple voltmètre à redresseur peut rendre les mêmes services en faisant correspondre son échelle normale avec les chiffres du tableau précédent.

31. Contrôleurs ou appareils universels, multimètres, etc. — Ces noms divers désignent des galvanomètres pouvant fournir des mesures en courant continu, alternatif et même téléphonique dans une étendue considérable.

Le même appareil pourra donner les :

Mesures de tension (continu et alternatif).	*Mesures d'intensité* (continu et alternatif).
0 à 1,5 volt	0 à 0,000 075 A
» 7,5 —	» à 0,0075 —
» 30 —	» 0,030 —
» 150 —	» 0,300 —
» 300 —	» 1,5 —
» 750 —	» 7,5 —
» 1500 —	
» 3000 —	

La déviation totale de l'instrument est donnée par un courant inférieur à 1 mA dans le cadre mobile.

Les échelles de mesure en courant alternatif et continu sont différentes, pour les raisons exposées plus haut. Le redresseur est mis en service par

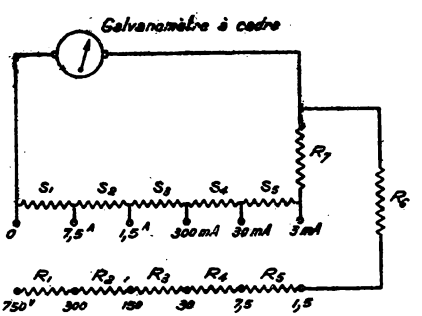


Fig. 16.

un commutateur spécial. Dans la position *courant continu* une résistance supplémentaire est mise en service pour compenser la résistance du redresseur.

Le montage de principe de ces appareils correspond à la figure 16. La

résistance sur les sensibilités voltmètres est de 1000 ohms par volt pour les bons instruments. Cela nécessite évidemment un galvanomètre donnant toute sa déviation pour une intensité inférieure à 1 mA puisqu'une fraction du courant est dérivée dans la branche des shunts. Ceux-ci sont montés en série. Lorsqu'on utilise, par exemple, une sensibilité 1,5 mA, le galvanomètre mesure la tension développée aux bornes de $S_1 + S_2$ mais la résistance de la branche galvanométrique est augmentée des résistances $S_3 + S_4 + S_5$.

Le schéma demeure le même sur alternatif. Le redresseur est mis en service par un commutateur non figuré sur notre schéma. Le même appareil peut servir d'ohmètre, de capacimètre, de decibelmètre, etc., etc...

La résistance additionnelle, mise en service sur continu, est généralement réglée pour que les déviations maxima sur continu et sur alternatif coïncident.

Mesures en haute fréquence.

32. Mesure des intensités. Généralités. Ampèremètres thermiques. — Parmi les appareils de mesure décrits précédemment, seuls les appareils thermiques peuvent se prêter à la mesure des intensités ou des tensions dont les fréquences sont supérieures à 15 000 cycles/seconde (hertz). Encore est-il nécessaire que l'appareil ait été spécialement étudié pour cela.

Parmi les difficultés rencontrées, il faut signaler la capacité interne de l'appareil. Une construction soignée permet de réduire celle-ci.

La consommation importante de l'appareil est aussi un obstacle. Elle est telle que l'appareil ne peut pratiquement pas être utilisé comme voltmètre.

Enfin, aux très hautes fréquences, l'effet pelliculaire se manifeste dans le fil chauffant. En d'autres termes, le courant emprunte la périphérie du conducteur et sa résistance est plus élevée.

Pour ces raisons les ampèremètres thermiques ne peuvent donner que des indications approximatives et ne peuvent pas être utilisés pour des mesures de précision.

33. Appareils à thermo-couple. — Nous revenons rapidement sur le principe de la *thermo-électricité* [1] déjà esquissé dans le tome I. On soude deux fils de métaux différents en S et en S' (fig. 17 (*a*). On observe que la boucle ainsi formée est le siège d'un courant continu quand la température des deux soudures est différente. Il naît une force électromotrice

1. Tome I, paragraphe n° 55.

thermo-électrique qui dépend de la nature des métaux et de la différence de température. Toutes choses demeurant inchangées, l'intensité de courant continu est d'autant plus grande que la résistance des fils est plus faible. On peut rendre cette résistance très faible et, grâce à cela,

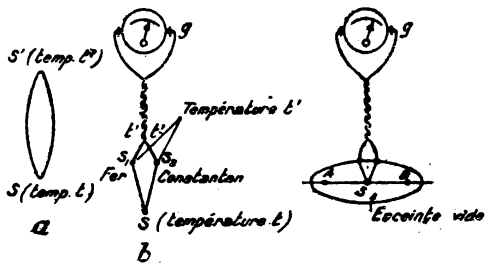


Fig. 17 et 18.

on peut obtenir des intensités de courants thermo-électriques faciles à mettre en évidence avec des appareils à cadre mobile. Les couples thermo-électriques les plus fréquemment utilisés ont les constantes suivantes :

Argent-bismuth	7 700	10^{-6} volt par degré-centigrade
Fer-Constantan.....	4 200	— —
Cuivre-Constantan	3 990	— —

Le phénomène n'est pas changé par l'introduction d'un galvanomètre dans le circuit, à condition que les températures aux points S_1 et S_2 soient égales. L'intensité de courant dépend naturellement de la résistance.

Il est facile de montrer qu'il y a des valeurs de résistance optima.

L'application du dispositif à la mesure des courants de haute fréquence est facile à imaginer. Le courant qu'il s'agit de mesurer traverse un fil résistant AB. L'échauffement ainsi produit est transmis à la « soudure chaude » soit par contact, soit par conduction. L'ensemble est placé dans une ampoule vide d'air pour éviter les pertes par conduction et par rayonnement. Dans les thermo-couples par conduction, l'élément chauffant est isolé de la soudure par une feuille de verre ou de mica. Ce dispositif est avantageux dans de nombreux cas, surtout pour les très hautes fréquences.

34. Constantes des appareils. — La soudure chauffante est prévue pour alimenter un galvanomètre de même résistance qu'elle. Sa résistance est comprise généralement entre 10 et 12 ohms.

La sensibilité de l'instrument dépend de la résistance de l'élément

chauffant puisque la puissance dégradée en chaleur est RI^2, R étant la résistance de cet élément.

Voici quelques constantes d'appareils commerciaux (General Radio).

ÉLÉMENT CHAUFFANT (ohms)	INTENSITÉ POUR FOURNIR 10 millivolts à circuit ouvert	RÉSISTANCE DU COUPLE (ohms)
0,5	300 mA	10 à 12
2	100 —	—
10	25 —	—
100	8 —	—
450	4,5 —	—

On pourra utiliser, par exemple, ces thermo-couples avec un microampèremètre à cadre mobile dont la résistance est de 10 ohms et qui donne toute sa déviation pour 0,5 mA. Dans ces conditions, la tension aux bornes est évidemment de 5 millivolts. Comme la résistance de cet appareil est égale à celle du couple, la chute de tension, dans les conditions du tableau précédent sera de 50 %. Il en résulte que l'appareil donnera toute sa déviation pour les intensités de courant données dans la seconde colonne. On pourra donc mesurer avec une précision acceptable des courants de l'ordre du milliampère.

D'après le principe exposé, on conçoit que la forme des courants soit indifférente et que l'étalonnage de l'ensemble puisse être fait *en courant continu*, ce qui est extrêmement intéressant.

L'effet de fréquence dépend de la construction du couple. La capacitance de l'élément chauffant et l'effet pelliculaire peuvent généralement être considérés comme négligeables pour les longueurs d'ondes supérieures à 15 mètres.

Un thermo-couple bien construit peut supporter des surcharges de 50 à 60 %.

Mesure des tensions.

35. Généralités. Principe des voltmètres thermoélectroniques. — On peut utiliser en principe les appareils à fil dilatable pour mesurer les tensions à haute fréquence, mais la sensibilité est généralement trop faible. On utilise plus fréquemment les thermo-couples en mesurant, comme avec un voltmètre ordinaire, l'intensité de courant qui traverse une résistance connue.

Il faut toutefois veiller à la valeur de cette résistance *en haute fréquence*, qui peut différer très notablement de la valeur en courant continu.

Les phénomènes qui peuvent intervenir et agissent dans différents sens sont :

1° Inductance des enroulements (augmentation de l'impédance avec la fréquence);

2° Capacité répartie (diminution de l'impédance avec la fréquence);

3° Effet pelliculaire (augmentation de la résistance avec la fréquence).

Pour ces diverses raisons et parce que l'emploi est généralement beaucoup plus commode, on préféra souvent utiliser un *voltmètre thermoïonique* encore appelé *voltmètre à lampe* ou *voltmètre amplificateur.*

Les voltmètres thermoïoniques sont des détecteurs à tube à vide dont l'étude théorique a été faite dans le tome II [1]. Lorsqu'on soumet une tension alternative à un détecteur, on obtient, entre autres résultats, une composante continue qui est fonction de l'amplitude. Quand des précautions sont prises, l'effet de fréquence peut être rendu négligeable même pour des ondes ultra-courtes.

L'étalonnage peut, en général, être fait soit en courant continu, soit avec des tensions à fréquence beaucoup plus basse.

L'impédance d'entrée peut être très élevée. Elle dépend surtout de la fréquence et, dans une moindre mesure, de la forme des tensions à mesurer. Avec certains montages, elle est presque infinie. Il en résulte des avantages précieux.

L'inconvénient principal des voltmètres amplificateurs est leur sensibilité relativement faible. Mais il est possible de l'augmenter considérablement en leur adjoignant un ou plusieurs étages d'amplification. On peut ainsi construire des instruments simples qui donnent toute leur déviation pour des tensions inférieures à 1 volt.

Une difficulté, c'est que leur étalonnage n'est valable que pour un tube donné et pour des tensions d'alimentation bien définies. Mais les conditions de fonctionnement du tube lui permettent de durer très longtemps et, d'autre part, il est possible d'alimenter le dispositif par des batteries ou d'intercaler un régulateur automatique de tension.

36. Voltmètre à diode, voltmètre de crête. — Nous avons montré dans le tome II [2] qu'un tube diode, monté comme sur la figure 19, avait la propriété de charger le condensateur C à la tension de crête, ou tension maximum, quand on introduit une tension alternative entre les bornes.

Il suffit donc de mesurer la tension continue existant entre les armatures

1. Voir tome II, paragraphe n° 264.
2. Voir tome II, paragraphe n° 186.

de C. La principale difficulté c'est que l'appareil de mesure branché en C ne doit consommer aucun courant. Si cette condition est réalisée, et si l'isolement du condensateur C est parfait, le dispositif se comporte comme une impédance infinie.

Pratiquement, on ne peut réaliser parfaitement ces conditions idéales,

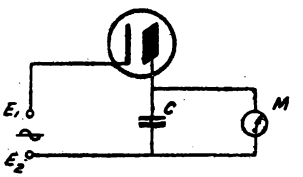


Fig. 19.

mais on pourra toutefois s'en approcher. L'impédance d'entrée pourra être supérieure à 5 ou même 10 mégohms pour les fréquences usuelles.

La capacité entre les électrodes du tube doit être aussi faible que possible.

Si les tensions introduites à l'entrée sont sinusoïdales, il est facile de calculer la tension efficace, en connaissant la valeur de la tension maximum. S'il s'agit d'une tension complexe, cette déduction n'est plus possible ou comporte une erreur qui dépend de l'amplitude des harmoniques. On aura une valeur supérieure de l'erreur possible en admettant qu'elle est égale au taux d'harmoniques de la tension complexe.

Sous la forme simple de la figure 19 ou sous les formes pratiques qui en sont dérivées, le voltmètre à diode ne peut se prêter qu'à la mesure des tensions HF élevées. Pour les tensions inférieures à 5 volts, il faut faire précéder ou suivre le dispositif d'un amplificateur.

37. Voltmètre à diode avec amplificateur. — Il est facile d'augmenter la sensibilité des dispositifs précédents en les faisant suivre, ou précé-

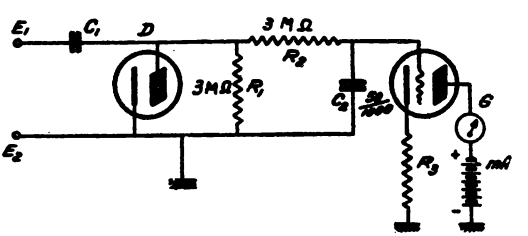


Fig. 20.

der, par un étage d'amplification. Un dispositif très simple est indiqué figure 20.

La tension continue à amplifier est développée aux bornes de R_1, mais des composantes à haute et basse fréquence peuvent être superposées. Il est préférable de s'en débarrasser. C'est le rôle du filtre passe-bas[1] constitué par la résistance R_2 associée au condensateur C_2.

Les tensions d'entrée sont transmises par l'intermédiaire d'une capacité C_1 dont la réactance doit être négligeable par rapport à R_1. Cette condition est remplie jusqu'aux plus basses fréquences acoustiques si $R_1 = 3$ mégohms et $C_2 =$ 20 000 à 50 000 picofarads.

En l'absence de tension, le tube amplificateur est polarisé par la chute de tension dans R_3 ainsi que par le courant continu qui traverse R_1 (énergie cinétique des électrons[2]). Il importe de choisir R_3 aussi faible que possible, tout en évitant que le tube triode ait un courant de grille. Cette valeur dépend de la tension de plaque. Avec une tension de 200 à 250 volts une résistance de 200 ohms suffira en général. L'emploi d'une résistance plus élevée jouerait le rôle d'un dispositif à contre-réaction et diminuerait la sensibilité du montage.

Dans le circuit anodique du tube amplificateur est placé un milliampèremètre. La polarisation étant minime, le courant anodique est maximum.

Dès qu'une tension alternative est appliquée en E_1 E_2 le courant redressé par le diode polarise la lampe amplificatrice et réduit l'intensité anodique. La variation d'intensité donne une mesure de la tension.

Un inconvénient du système, c'est qu'il y a une déviation permanente

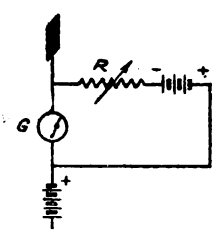


Fig. 21.

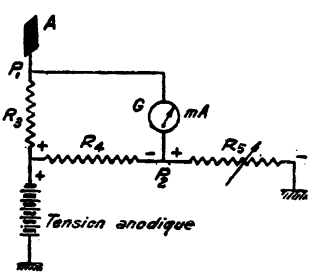


Fig. 22.

du galvanomètre G et qu'une augmentation de tension correspond à une diminution d'intensité. Sous cette forme, l'étalonnage ne serait pas très facilement utilisable. Mais on peut facilement remédier à cet inconvénient.

Un procédé qui vient immédiatement à l'esprit sera d'équilibrer le

1. Voir tome I, paragraphes nos 242 et 251.
2. Voir tome II, paragraphe n° 252.

galvanomètre à l'aide d'une source auxiliaire et d'une résistance de réglage (fig. 21). Si la résistance R est assez grande par rapport à celle du galvanomètre il est évident que l'on pourrait négliger la fraction du courant dérivée dans la branche qui comprend la source auxiliaire. Pour que cette condition soit remplie, il faudra que la source auxiliaire ait une tension grande par rapport à la chute de tension dans l'appareil de mesure.

Cette méthode nécessite toutefois l'emploi d'une pile. Cet inconvénient peut être évité par le montage figure 22. Avec ce dispositif, la tension de compensation est empruntée à la source anodique. En premier lieu, le circuit est beaucoup plus simple; en second lieu, la compensation demeure acceptable, même s'il y a des petites variations dans la tension d'alimentation. Il n'en serait pas de même avec le dispositif de la figure 21.

Pour que l'appareil de mesure soit au zéro, il faut évidemment que P_1 et P_2 soient au même potentiel (fig. 22). On arrivera à ce résultat en agissant sur R_4 ou sur R_5. Le sens des chutes de tension a été indiqué par des signes + et —. Le courant dans R_3 est l'intensité anodique de la lampe. Il dépend donc de la tension de grille. Le courant dans R_4 R_5 est invariable. S'il y a variation du courant plaque, l'équilibre est rompu et un courant traverse nécessairement G, dans un sens ou dans l'autre, suivant le sens de la variation.

38. Réalisation. — L'élément diode et l'élément triode peuvent être placés dans la même ampoule et constituent un tube duo-diode triode

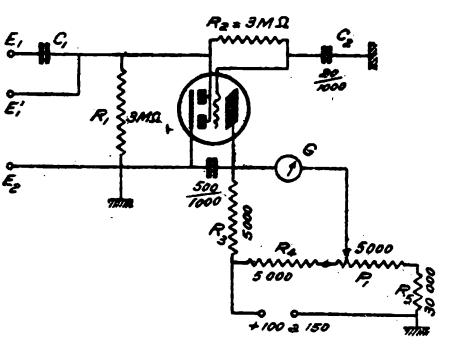


Fig. 23.

par exemple. On arrive ainsi au schéma pratique de la figure 23. Le redressement des oscillations est assuré par les deux diodes dont la résistance de charge est R_1 (de 500 000 à 3 M Ω). Les tensions sont transmises

à travers C_1 dont la capacité dépend de la fréquence. Pour les fréquences supérieures à 10 000 périodes on prendra C_1 = 100 à 200 pF. Une résistance R_2 associée à un condensateur C_2 = 20 000 pF filtre les composantes variables de la tension détectée. Au repos, la seule polarisation de la lampe est la chute de tension dans R_1, due au courant à vide du tube diode (de l'ordre de 0,8 V). Pour cette raison, il n'y a pas intérêt à utiliser une tension anodique supérieure à 150 volts : un courant grille pourrait naître qui viendrait fausser les résultats.

Le dispositif peut être rendu extrêmement sensible. On peut, en effet, placer en G un instrument qui donne sa déviation complète pour une très faible intensité. Cela n'était pas le cas du montage figure 20, puisque le galvanomètre devait, en permanence, supporter l'intensité débitée par la lampe.

Pour une lampe débitant normalement une intensité de courant de l'ordre de 5 à 6 mA on pourra placer en G un galvanomètre donnant toute sa déviation pour 200 ou 500 microampères.

La sensibilité dépend aussi évidemment de la pente[1] de la lampe, puisqu'il s'agit, en somme, d'obtenir une aussi grande variation de courant anodique que possible pour une variation de tension grille donnée. Le coefficient d'amplification du tube n'interviendra pratiquement pas, à condition que la résistance interne du tube soit grande par rapport à la résistance dans le circuit anodique.

Ces considérations permettent de résoudre le problème pratique qui dépend des éléments dont on dispose.

a) R_3 R_4 doivent être grandes par rapport à la résistance de G.

b) R_3 R_4, en parallèle à travers G, doivent être faibles par rapport à la résistance interne du tube.

Exemple :

G = 100 ohms.

R_3 = R_4 = 5 000 ohms.

R_3 et R_4 en parallèle = 2 500 ohms.

On prendra, par exemple, un tube EBC 11 pour lequel ρ = 15 000 ohms.

Dans ces conditions, la pente de ce dernier sera peu inférieure à 2 mA/V.

Cherchons quelle sensibilité nous pouvons attendre de l'ensemble. Le microampèremètre est gradué en 100 divisions, dont chacune correspond à $\frac{500}{100}$ ou 5 microampères.

Admettons, pour nous placer dans des conditions plus mauvaises que

1. Voir tome II, paragraphe n° 143.

la réalité, que la pente dynamique ne soit que de 0,5 mA/V ou 500 µA/V. Une division où 5 µA correspondra à une variation de tension de :

$$\frac{1 \times 5}{500} \text{ ou } \frac{1}{100} \text{ volt ou } 0{,}01 \text{ volt.}$$

On peut prendre cette valeur comme la valeur inférieure de celle de la sensibilité, puisque les tensions redressées seront, en règle générale, supérieures aux tensions efficaces admises à l'entrée.

Toutefois, les déviations ne seront proportionnelles aux tensions que pour des amplitudes d'entrée assurant une détection linéaire[1]. Pour les amplitudes faibles, il y aura détection parabolique. Les graduations seront

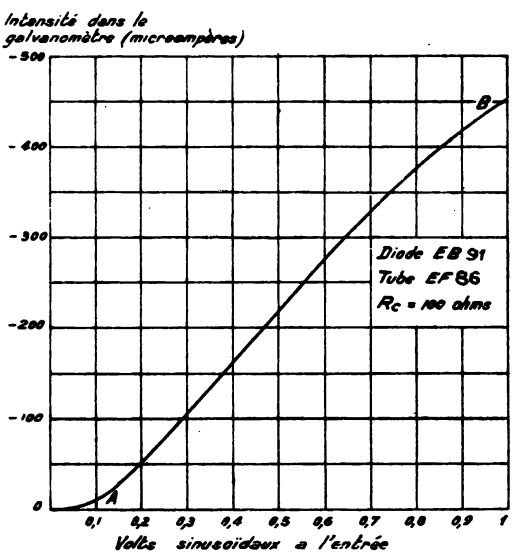


Fig. 24.

beaucoup plus serrées. A titre d'exemple, nous donnons figure 24 un exemple de courbe d'étalonnage d'un voltmètre amplificateur réalisé avec diode EB 91 et pentode EF 86. Le galvanomètre donne sa déviation maximum pour 450 microampères et sa résistance est de 100 ohms. On notera l'allure parabolique du début de la courbe due au tube diode. Quant à l'aplatissement supérieur (région B), il est dû à la courbure inférieure de la caractéristique du tube amplificateur.

Le même dispositif pourra servir pour la mesure des tensions conti-

1. Voir tome II, paragraphe n° 111.

nues, en connectant la source en E'_1, ou en court-circuitant C_1. On aura ainsi un voltmètre donnant toute sa déviation pour 1 volt et dont la résistance par volt serait de l'ordre de 1 mégohm.

La résistance d'entrée en haute fréquence est plus difficile à connaître [1].

Elle varie considérablement avec l'amplitude de la tension à mesurer. Pour une tension de l'ordre de 0,3 volt, la résistance d'entrée serait, pratiquement, supérieure à 500 000 ohms. Elle serait aussi variable avec la fréquence.

Le dispositif de la figure 23 peut facilement être alimenté par le secteur.

On remplira beaucoup plus facilement la condition *b*) en utilisant un tube penthode. La sensibilité ne sera cependant pas plus élevée parce qu'ici le coefficient d'amplification en tension n'intervient pas. Il en serait autrement en utilisant une penthode de puissance dont la pente peut être voisine de 10 mA/V (EBL 1); dans ce cas la sensibilité serait multipliée par 5. On pourrait mesurer des tensions de l'ordre de 1/100 de volt.

39. Voltmètre utilisant la détection « par la plaque » (fig. 25). — C'est le schéma classique de détection utilisant la courbure de la caractéristique de plaque [2] (fig. 25).

A l'aide du potentiomètre P on règle le point de repos de telle sorte que

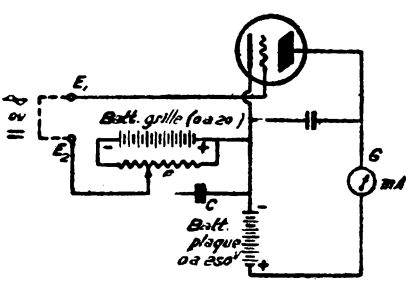


Fig. 25.

le courant anodique soit au voisinage du point d'annulation (0,05 mA, par exemple). Un milliampèremètre permet de mesurer le courant anodique. Cet appareil de mesure peut être directement gradué en volts. Le système suppose qu'un circuit continu, non coupé par des condensateurs, existe entre E_1 et E_2. S'il en était autrement la polarisation ne serait pas appliquée à la grille du tube.

Avec les tubes modernes usuels, il faut appliquer une polarisation

1. Tome II, Amortissement causé par le diode paragraphes nos 253 et suivants.
2. Voir tome II, paragraphe n° 262.

d'environ 10 volts pour supprimer le courant d'anode quand la tension de plaque est de 250 volts. On a ainsi la possibilité de mesurer des tensions dont l'amplitude maximum atteint environ 9,5 volts sans qu'un courant de grille soit appréciable. La tension efficace correspondante, dans l'hypothèse où il s'agit de tensions pures, est de 6,75 volts environ.

Il faut remarquer que les déviations sont sensiblement proportionnelles au carré de l'amplitude; il en résulte que les graduations sont resserrées au début et que la précision des lectures est assez faible au-dessous de 1 volt.

Pour les tensions comprises entre les limites que nous venons d'indiquer l'impédance d'entrée est presque infinie. Elle se réduit à la capacitance

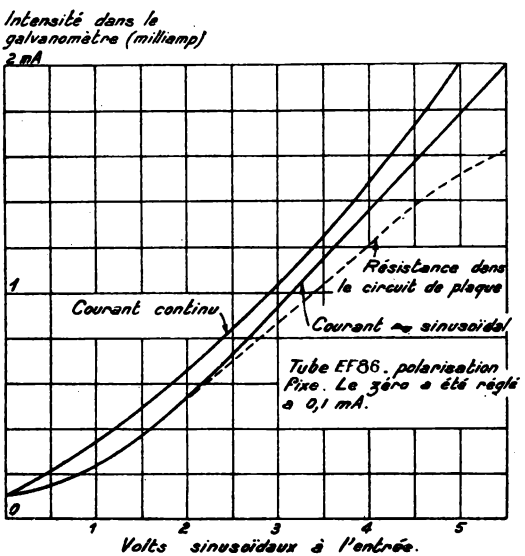


Fig. 26.

du tube et des connexions. La réaction du circuit d'anode est négligeable parce que la charge d'anode est pratiquement nulle.

En employant un tube spécial (tube gland) et en évitant toutes les connexions inutiles on peut construire des instruments donnant des indications exactes, à moins de 1 % près entre 20 cycles et 50 mégacycles (longueur d'onde 6 m). L'erreur à 100 mégacycles (3 m) peut ne pas dépasser 3 %.

L'impédance d'entrée sera réduite en montant l'appareil sous forme d'une véritable « sonde » de tension. Le tube gland est placé à l'extrémité

d'un câble flexible blindé et la borne E est l'électrode de grille du tube.

Cette disposition peut, naturellement, être adoptée aussi dans le cas d'un montage analogue au circuit figure 23.

40. Étalonnage. Influence de la forme des tensions. — Un montage comme celui de la figure 25 permet de mesurer des tensions alternatives ou continues. Toutefois, il n'y a aucune relation simple entre l'étalonnage en continu et en alternatif; les deux échelles sont différentes. Nous donnons figure 26 un exemple d'étalonnage.

Cette observation s'explique facilement : pour qu'il en soit autrement, il faudrait que la détection fût rigoureusement linéaire. A cette condition seulement, on pourrait faire correspondre la déviation obtenue en courant continu et une des constantes des tensions alternatives.

C'est pour la même raison que l'exactitude des mesures ne peut être obtenue qu'en étalonnant l'appareil avec des tensions de la même forme que les tensions à mesurer. S'il en est autrement, l'erreur pourra, comme dans le cas du voltmètre de crête, être mesurée, au maximum, par le taux des harmoniques.

En dépit des apparences, l'emploi du dispositif figure 24 pourra présenter dans certains cas un grand intérêt en courant continu. Supposons qu'on veuille déterminer la tension continue existant aux bornes de la résistance de charge d'un détecteur diode. Celle-ci mesure, par exemple, 500 000 ohms. On ne peut donc songer à utiliser un voltmètre à cadre : il faudrait que sa résistance fût grande par rapport à 500 000 ohms. Cela suppose donc un appareil de mesure d'au moins 5 mégohms. Comme la tension à mesurer est de l'ordre de 4 à 5 volts environ, la sensibilité de l'appareil de mesure devrait atteindre 1 000 000 ohms ou 1 mégohm par volt. C'est impossible à réaliser en pratique.

Une autre difficulté viendra du fait qu'à la tension continue est superposée une tension alternative (composante de la modulation).

Nous pourrons pratiquement éliminer cette dernière par un dispositif spécial.

Quand on applique à l'entrée une tension supérieure à la polarisation, le courant anodique continue d'augmenter, même quand l'amplitude des tensions admises entre E_1 et E_2 dépasse la polarisation. Cependant un courant de grille se produit et, de plusieurs mégohms qu'elle était, l'impédance d'entrée peut tomber à quelques milliers d'ohms.

Le phénomène peut se produire pendant une fraction de la période. Il en résulte une cause d'erreur très importante due à la forme des courants. En effet, deux tensions, non sinusoïdales, peuvent avoir des valeurs

efficaces égales et avoir des valeurs maxima différentes, par exemple, dans le rapport de 1 à 5. L'une d'elles produira un courant de grille pendant une importante portion de la période, alors que l'autre ne dépassera la polarisation à aucun moment. Les indications lues seront profondément différentes.

La graduation de l'appareil se trouve limitée, en bas de l'échelle, par la courbure et, en haut, par la nécessité d'éviter le courant de grille.

41. Extension de la gamme des mesures. — Nous avons donné figure 26 une courbe d'étalonnage d'un appareil monté suivant le schéma 25.

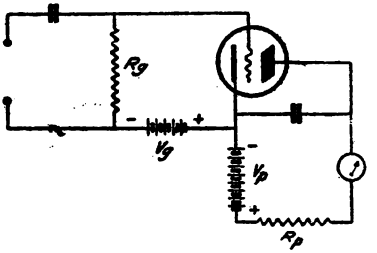


Fig. 27.

On peut augmenter l'étendue des tensions à mesurer.

Un premier moyen, parfois préconisé, consiste à introduire une résistance en série avec le galvanomètre (fig. 27).

La courbe d'étalonnage prendra, par exemple, l'allure de la partie pointillée figure 26. S'il y a une résistance élevée dans le circuit de grille (Rg, fig. 27), l'aplatissement de la courbe devient encore plus sensible et limite très rapidement l'étendue des mesures. Le phénomène est dû au

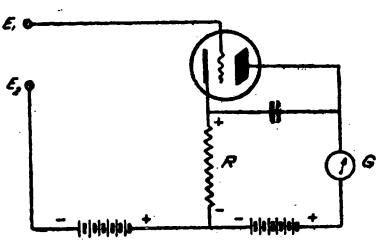


Fig. 28.

courant de grille. Il y a une détection parasite effectuée par le tube diode que constitue la grille et la cathode. La polarisation n'est pas suffisante pour amener la suppression de cet effet. Le résultat, c'est que la résis-

tance Rg est parcourue par une composante continue qui rend la grille négative. L'effet vient donc s'opposer à celui de la détection plaque.

Le seul moyen de l'éviter c'est d'utiliser un tube à grand recul de grille ou à augmenter la tension anodique.

S'il n'y a pas de grande résistance dans le circuit de grille le phénomène n'apparaît pas sous la même forme. Il existe cependant et se traduit par une diminution considérable de l'impédance d'entrée.

Un autre moyen bien préférable consiste à introduire la résistance non plus dans le circuit de plaque, mais dans le circuit de la cathode (fig. 28). Admettons que R ait une résistance de 10 000 ohms. Lorsque l'appareil de mesure débite 2 mA, c'est que la tension alternative est de 5,5 volts, entre cathode et grille (voir courbe 26). Mais à cette tension vient se

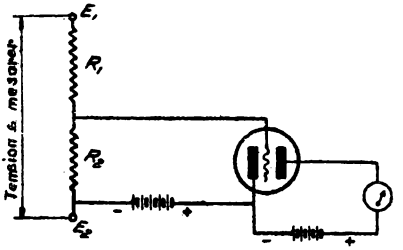


Fig. 29.

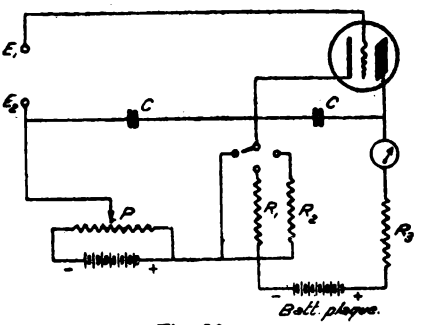


Fig. 30.

superposer une tension de polarisation supplémentaire due au passage du courant de 0,002 A dans la résistance R qui mesure 10 000 ohms. Cette polarisation est de 20 volts. Il faut donc maintenant appliquer une tension de 20 + 5,5 ou 25 volts environ pour obtenir ce même résultat.

Ce raisonnement n'est d'ailleurs qu'approximativement exact. En effet, la tension qui naît entre les extrémités de A est empruntée à la tension anodique. Il faudrait, par conséquent, tenir compte que la tension effective appliquée sur l'anode n'est plus la même.

Ce procédé consiste, en somme, à faire une véritable contre-réaction en courant continu. Il a l'avantage de rendre les indications de l'appareil de mesure et l'étalonnage indépendants de la tension d'alimentation. Il est également applicable au tube R de la figure 20.

Il ne faudrait pas croire qu'il est possible d'étendre indéfiniment la sensibilité. Il est certain que, théoriquement, la tension à mesurer doit être inférieure à la tension de plaque, puisque la limite extrême de la polarisation disponible est, précisément, cette tension de plaque. En effet,

les constructeurs de tubes limitent généralement la tension maximum admissible entre cathode et filament à moins de 80 volts.

On peut aussi augmenter l'étendue des mesures en utilisant un diviseur de tension (fig. 29). Admettons que $R_1 + R_2 = 5\,000\,000$ d'ohms. Si R_2 mesure 50 000 ohms, on pourra utiliser le voltmètre dont la courbe est représentée figure 26 pour mesurer des tensions comprises entre 0 et 500 volts et la sensibilité totale sera encore de 10 000 ohms par volt.

Le procédé figure 28 permet d'établir un appareil à plusieurs sensibilités (fig. 30). En réglant soigneusement les différentes résistances, on pourra obtenir une coïncidence des courbes d'étalonnage correspondant aux différentes sensibilités suffisante pour les besoins usuels. On pourra ainsi obtenir un voltmètre à très grande impédance d'entrée, mesurant aussi bien les tensions continues que les plus hautes fréquences à l'aide des gammes :

(0 — 5 volts
(0 — 20 —
(0 — 80 —

Le circuit d'entrée pourra être prévu soit avec une liaison directe (fig. 28), soit avec un condensateur de liaison et résistance de grille (fig. 27). On peut d'ailleurs passer d'un système à l'autre par un commutateur.

42. Comparaisons entre les différents systèmes. — Le simple voltmètre à diode n'est pas assez sensible pour être utilisé dans la technique courante des postes récepteurs. Il peut être utilisé en émission. L'amortissement qu'il produit peut avoir des inconvénients.

Il ne serait point pratique de faire précéder le système d'un étage d'amplification. La difficulté serait de connaître le gain de cet amplificateur et celui-ci pourrait varier avec la fréquence.

Par contre, on peut faire suivre le tube diode d'un étage d'amplification à courant continu. On augmente ainsi considérablement la sensibilité :

1° Parce qu'il y a amplification par le tube — le gain dépend presque uniquement de la pente du tube utilisé.

2° Parce qu'en compensant le courant continu dans l'appareil de mesure il est possible d'utiliser un galvanomètre donnant toute sa déviation pour une faible tension. La sensibilité de l'instrument devient alors très grande.

On est, toutefois, limité dans ces voies par les irrégularités dues à l'alimentation sur le secteur.

Le procédé utilisant la détection par la courbure de plaque (fig. 25) est beaucoup moins sensible que le précédent. Il a toutefois l'avantage

de permettre de réaliser des circuits ayant une impédance d'entrée extrêmement grande.

43. Emploi de l'oscillographe. — Nous traiterons spécialement ici l'emploi de l'oscillographe pour la mesure des tensions. Les autres emplois seront étudiés dans un chapitre spécial.

Nous avons montré dans le tome II [1] que la déviation de l'image cathodique sur l'écran, dans le cas de la déviation électrostatique, était directement proportionnelle à la tension appliquée entre les plaques de déviation. La fréquence n'intervient pas. D'ailleurs, la sensibilité de l'oscillographe, pour une tension anodique donnée, s'exprime généralement en *millimètres par volt.* Il est facile de mesurer la déviation; on en peut donc immédiatement déduire la tension appliquée.

Toutefois, quelques remarques importantes s'imposent.

1° La sensibilité est fonction de la tension anodique. Avant une mesure, il faudra s'assurer que la tension d'alimentation correspond bien à l'étalonnage.

La proportionnalité n'est vraie qu'à la condition d'utiliser une tension plaque grande par rapport à la tension qu'il s'agit de mesurer. Nous avons en effet montré [2] que la tension appliquée entre les plaques de déviation avait une action sur la sensibilité (distorsion dite « trapézoïdale »). Ainsi, par exemple, une tension alternative ne donnera pas des déviations égales pour les deux alternances, à moins d'utiliser un montage symétrique. Ce procédé est assez rarement applicable, car la tension qu'il s'agit de mesurer est souvent disponible entre la terre ou la masse et un point quelconque et, en règle générale, le pôle positif de l'alimentation anodique est relié à la masse.

2° L'erreur fortuite possible est d'autant plus grande que la déviation est plus faible. Le spot n'est jamais rigoureusement net, de plus, il y a une légère diffusion lumineuse des tracés. Si l'on admet qu'une déviation de 5 millimètres est le minimum mesurable avec précision, il en résulte que la tension correspondante est de l'ordre de $\frac{5}{0,3}$ ou d'au moins 16 volts. Il est donc impossible de mesurer des tensions faibles. Le procédé de l'amplification préalable de la tension ne doit être utilisé qu'avec une extrême circonspection quand il s'agit de mesures. Il est souvent difficile de connaître exactement le « gain ».

3° Dans le cas d'application d'une tension variable, le tracé lumineux

1. Voir tome II, paragraphe n° 348.
2. Voir tome II, paragraphe n° 355.

est une ligne droite dont la longueur totale correspond au double de la tension maximum.

S'il ne s'agit pas d'une tension sinusoïdale, il est impossible de déduire la valeur efficace de la valeur maximum par un calcul simple. Il faut photographier la forme de la courbe et, de la surface des alternances, on peut déduire la valeur efficace.

44. Impédance d'entrée. — L'impédance d'entrée d'un tube à rayons cathodiques, tout en étant très grande, n'est cependant pas infinie. Il y a plusieurs raisons à cela.

1° Tout d'abord, il est indispensable de fixer la tension moyenne des plaques de déviation; des résistances sont alors en parallèle sur la tension à mesurer.

2° Le fonctionnement du tube à rayons cathodiques est le suivant : les électrons vaporisés par la cathode et accélérés formidablement par le passage dans l'anode, viennent heurter l'écran. Mais il faut bien que le circuit cathodique soit refermé, sinon le fonctionnement s'arrêterait. Or, l'écran est électriquement isolé de l'anode. Sous l'influence du bombardement électronique intense, l'écran *émet des électrons secondaires* qui cheminent dans le tube et reviennent vers l'anode *ou vers les plaques de déviation* dont la tension moyenne est à peu près celle de l'anode. Il en résulte nécessairement que la résistance cathode-plaque de déviation n'est pas infinie et qu'il y a un amortissement. Celui-ci dépend des constantes de fonctionnement du tube. On le réduit en prenant certaines précautions pour assurer l'écoulement des électrons secondaires en dehors du circuit des plaques de déviation.

3° Une capacité existe nécessairement entre les plaques de déviation. Son impédance sera d'autant plus faible qu'il s'agira de tensions à fréquence plus élevée. Certains tubes à sorties latérales peuvent avoir une capacité très réduite. Dans les oscillographes commerciaux, il y a souvent de nombreux commutateurs qui augmentent considérablement la capacité parasite.

45. Mesure des intensités par l'oscillographe. — Il est facile de mesurer l'intensité d'un courant en créant une chute de tension aux bornes d'une résistance purement ohmique dont la valeur est connue. Remarquons toutefois que la faible sensibilité ne se prête à cette disposition que si l'intensité de courant est assez élevée.

La déviation électromagnétique permet de connaître directement l'intensité. Mais l'impédance de l'appareil peut atteindre des valeurs considérables — ce qui est un grave inconvénient.

CHAPITRE II

Mesure des résistances.

46. Étalon de résistance. — L'unité de résistance est *l'ohm* dont la valeur pratique est définie de la manière suivante [1] : *c'est la résistance offerte à un courant invariable par une colonne de mercure à* 0° *centigrade et dont la masse est de* 14 *gr,* 4521, *la longueur de* 106,3 *centimètres et la section constante.*

La réalisation pratique d'un tel étalon soulève de telles difficultés qu'il ne peut être question de l'utiliser en dehors de certains laboratoires.

On construit des étalons pratiques à l'aide de fils métalliques en alliage présentant un faible coefficient de température. Les bobines dont on se sert n'ont, généralement, pas la valeur exacte qu'on a voulu leur donner. Quand il s'agit de mesures de haute précision, cette petite erreur peut intervenir. Mais il suffit de la connaître et d'en tenir compte.

Les bobines étalons ne peuvent supporter qu'une intensité de courant extrêmement faible. Il faut éviter tout échauffement, car, d'une part, il est difficile — sinon impossible — de connaître la température exacte à l'intérieur d'une bobine. D'autre part, toute élévation importante de température peut se traduire par un changement moléculaire dans le sein du métal et modifier ainsi la valeur de la résistance.

47. Mesures en courant variable. — S'il s'agit de mesures en courant continu, la forme et la disposition de l'enroulement résistant n'ont aucune importance. Mais il n'en est plus de même s'il s'agit de courants variables.

Soit, par exemple, un fil résistant de 100 ohms. Ce fil possède un certain *coefficient de self induction.* De plus, une certaine capacité existe entre ses extrémités. En courant variable, tout se passe comme si nous étions en présence du circuit figure 31. L'obstacle opposé à un courant variable dépendra de la fréquence de ce courant, mais aussi de C et de L.

1. Voir tome I, paragraphe n° 132.

L'impédance [1] du fil, qui s'exprime en ohms, pourra être plus grande ou plus petite que la résistance.

Sa valeur dépend des coefficients R, C et L et, aussi, naturellement, de la fréquence. Alors que R ne dépend que de la section, de la nature et de la longueur du conducteur, les coefficients L et C dépendent de la forme donnée à ce conducteur.

Or, dans un grand nombre de mesures, c'est l'impédance du conducteur qui intervient.

Pour que l'étalonnage d'un appareil de mesure quelconque soit

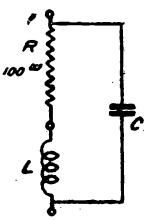


Fig. 31.

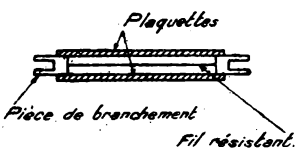


Fig. 32.

valable en courant continu comme en courant variable il faut que la valeur de l'impédance soit la même que celle de la résistance, cela suppose que L et C sont négligeables. Nous allons voir que ce résultat n'est pas facile à obtenir.

Pour que L soit nul, ou du moins négligeable, il faut que le flux embrassé par le conducteur soit nul.

48. Résistance pure. Angle de phase. — On dit qu'une résistance est *purement ohmique* ou tout simplement *pure* quand elle ne possède ni self-induction, ni capacité.

Dans ce cas, la tension entre ses bornes et l'intensité sont rigoureusement en phase. Si la résistance n'est pas pure, il y a un déphasage de l'intensité sur la tension qui peut être dans un sens ou dans l'autre, suivant que *l'inductance* Lω l'emporte ou non sur la capacitance.

Le déphasage dépend de la fréquence. Celle-ci étant connue, il permet d'apprécier la qualité d'une résistance en courant variable. Pour faire des mesures précises avec des courants à fréquence variable, il faut utiliser des résistances « pures » ou, tout au moins, qu'on peut considérer comme telles dans les conditions de la mesure.

1. Voir tome I, paragraphe n° 162.

49. Effet pelliculaire. — Les courants variables tendent d'autant plus à se propager à la surface des conducteurs que leur fréquence est plus grande. C'est *l'effet pelliculaire* ou *effet de peau*. L'effet pelliculaire dépend de la nature du conducteur et, en particulier, de *sa perméabilité magnétique*. Il sera, par exemple, beaucoup plus important avec le fer qu'avec le constantan.

Si le courant ne se propage pas dans toute la section du conducteur il est évident que la résistance apparente sera plus élevée. C'est donc encore une cause d'erreur. On la réduit considérablement en n'employant que des fils de très petit diamètre.

50. Fils résistants. — Un moyen simple pour réaliser une résistance presque purement ohmique, c'est-à-dire pratiquement dénuée de self-induction et de capacité, est d'utiliser un simple fil droit résistant.

L'inductance sera négligeable si la longueur du fil ne dépasse pas quelques centimètres, pour les fréquences usuelles.

En utilisant du fil fin on peut réaliser des résistances qui ont, au maximum, une centaine d'ohms. Encore celles-ci ne peuvent-elles supporter que des courants d'intensité faible. Il est, en effet, pratiquement impossible d'utiliser des fils dont le diamètre est inférieur à 0,01 mm. La résistance d'un tel fil de constantan est de l'ordre de 50 ohms par centimètre. Le fil est soudé à deux conducteurs de résistance négligeable connectés avec les pièces de branchement. Le volume de celles-ci est aussi réduit que possible pour diminuer la capacité entre les extrémités de la résistance. Le fil résistant peut être enrobé dans la paraffine et mécaniquement protégé par des plaquettes isolantes (fig. 32).

51. Résistances bifilaires. — Quand il s'agit de réaliser des résistances dépassant une centaine d'ohms, le procédé précédent n'est pas applicable. Il conduirait à des longueurs de fil trop grandes. L'introduction de la résistance dans un circuit oscillant pourrait alors modifier considérablement l'inductance totale.

Un procédé consiste à utiliser un ruban ou un fil fin replié en épingle à cheveux (fig. 33). Si la boucle a une largeur très petite, l'inductance pourra être négligeable, tout au moins pour les fréquences usuelles. S'il s'agit de fréquences correspondant aux ondes courtes, l'inductance peut devenir du même ordre de grandeur que la résistance.

52. Enroulement sur plaquette. Système Ayrton-Perry. — On peut aussi, surtout pour des résistances encore plus élevées, enrouler

le fil fin à spires non jointives (fig. 34) sur une très mince carte isolante, de mica, par exemple. L'inductance est à peu près négligeable si le support est assez mince. La capacité répartie l'est aussi si les spires sont assez écartées.

Le procédé *Ayrton-Perry* (fig. 35) permet d'établir des résistances

Fig. 33.

Fig. 34.

dont l'angle de phase est encore plus favorable. L'enroulement est fait encore sur une carte mince, renforcée par deux supports métalliques. Il est identique à celui de la figure 34, mais est constitué par deux fils en parallèle, *bobinés en sens inverse.*

Grâce à cette disposition, l'inductance est très faible. Quant à la capacité, elle est également très faible, parce que les points de croisement des conducteurs sont au même potentiel.

53. Résistances en agglomérés, graphite, etc... — Il ne s'agit pas, en réalité, de conducteurs proprement dits, mais d'un corps con-

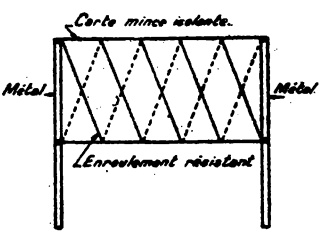


Fig. 35.

ducteur très divisé, généralement du graphite, mélangé à des substances plus ou moins isolantes. La résistance n'est pas homogène. Dans certains cas, le bâtonnet tout entier constitue la résistance, dans d'autres le cœur du bâtonnet est isolant et seule la surface est conductrice.

On peut aussi utiliser des dépôts métalliques extrêmement minces déposés sur un support de verre ou de quartz. Le support peut être un fil de quartz.

Il est souvent difficile de prévoir comment se comportera une de ces résistances en haute fréquence : sa valeur peut différer très notablement de la valeur en courant continu[1].

En tout cas ces résistances ne peuvent constituer des résistances étalons qu'après des vérifications très sévères.

54. Comparaison des résistances avec le « Pont » de Wheatstone. — On mesure une longueur quelconque en la comparant avec un étalon qui est, suivant le cas, un décamètre, un mètre, un décimètre, etc. De même, on mesure une résistance en la comparant avec un étalon de résistance. Une des méthodes qui permettent de faire facilement cette comparaison est connue sous le nom de *Pont de Wheatstone.*

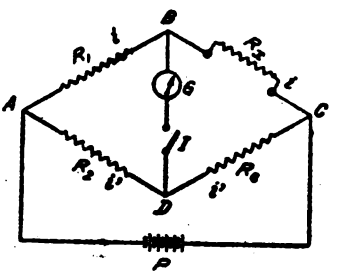


Fig. 36.

Soit le dispositif figure 36. Le « Pont » est constitué par la résistance inconnue Rx, la résistance étalon Re et deux résistances auxiliaires R_1 et R_2.

Dans une des « diagonales » du Pont est placé un galvanomètre sensible G que l'on peut mettre hors circuit par l'interrupteur I.

L'autre « diagonale » est alimentée par une source dont la tension varie avec les résistances à mesurer.

L'interrupteur I étant ouvert, il circule un courant d'intensité i dans la branche ABC et un courant i' dans la branche ADC. En agissant sur R_1 ou sur R_2 on peut régler i et i' et, par conséquent, modifier la tension des points B et D. En particulier, on pourra régler ces résistances pour que ces deux points soient à la même tension. On pourra vérifier qu'il en est bien ainsi en fermant I : aucun courant ne traversera le galvanomètre.

1. Voir plus loin, chapitre x.

Dans ces conditions, on aura d'après la loi d Ohm :

$$iRx = i'Re \quad \text{et}$$
$$iR_1 = i'R_2.$$

En divisant l'une par l'autre ces deux égalités :

$$\frac{Rx}{R_1} = \frac{Re}{R_2}$$

d'où

$$Rx = \frac{R_1}{R_2} Re.$$

Dans les Ponts pratiquement réalisés on procède de deux manières :

a) Le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ varie par bonds; par exemple 1/100, 1/10, 1, 10, 100. On fait varier progressivement *Re* jusqu'à l'équilibre ou le zéro du galvanomètre.

b) *Re* est fixe. On fait varier progressivement le rapport $\frac{R_1}{R_2}$. L'ensemble $R_1 + R_2$ est un potentiomètre, ou même un simple fil calibré sur lequel se déplace un curseur (Pont à fil). Dans ce cas, le rapport $\frac{R_1}{R_2}$ est simplement mesuré par le rapport des longueurs.

On peut aussi remplacer $R_2 + Re$ par un potentiomètre ou un fil, la résistance étalon étant, dans ce cas, la résistance R_1.

Dans tous ces systèmes on pourra choisir pour *Re* une valeur multiple ou sous-multiple de 10. Le curseur étant divisé directement en rapport des deux branches, on connaîtra la résistance en multipliant la lecture par le multiple ou le sous-multiple de 10 correspondant à *Re*.

55. Alimentation du pont en alternatif. — Si les résistances utilisées pour les mesures, aussi bien que la résistance à mesurer, sont purement ohmiques on peut utiliser le Pont en courant alternatif. Dans ce cas, on remplacera le galvanomètre G par un écouteur téléphonique. L'équilibre du Pont correspondra alors au silence du téléphone. Si l'on veut obtenir une sensibilité plus grande encore on peut faire précéder l'écouteur d'un ou de plusieurs étages d'amplification. Enfin, on peut remplacer l'écouteur par un indicateur visuel quelconque : un œil magique, un trèfle cathodique, etc...

56. Précision des mesures au pont. — Les mesures au Pont peuvent atteindre une très grande précision. Il est difficile, toutefois, de

fixer un chiffre. Il faut, en effet, tenir compte d'un grand nombre de facteurs.

La plus grande précision est obtenue lorsque les bras de proportion et l'étalon ont une résistance du même ordre de grandeur que la résistance à mesurer.

La précision des mesures dépend aussi évidemment de la sensibilité du dispositif de zéro et de la précision de l'étalon.

Pour la mesure des résistances élevées on a intérêt à augmenter la tension de la source. Avec les appareils ordinaires, il est difficile de mesurer avec précision des résistances dépassant quelques millions d'ohms. La sensibilité de la méthode diminue, on serait conduit à utiliser des tensions très élevées. D'autre part, les résistances d'isolement des différents circuits sont souvent de cet ordre de grandeur et, dans ce cas, toute précision devient illusoire.

Mesure des résistances très élevées.

57. Nature des résistances très élevées. — Les résistances très élevées — supérieures à 10 mégohms, par exemple — ne sont généralement pas de même nature que les résistances purement ohmiques. Ce sont des résistances *d'isolement.* La loi d'Ohm n'est généralement pas applicable. Leur grandeur dépend d'une quantité de facteurs dont les plus importants sont généralement : l'état de la surface (sèche ou humide), la tension appliquée, la température, etc...

Il est donc absolument indispensable d'interpréter les résultats des mesures.

Il sera souvent nécessaire de faire la différence de l'isolement de surface et de l'isolement proprement dit. Ainsi, certains corps, comme le quartz naturel, peuvent être des isolants presque parfaits — mais la moindre trace d'humidité à la surface peut venir compromettre l'isolement. Des corps, comme certaines céramiques non vitrifiées sont poreux, et peuvent donner des isolements insuffisants lorsqu'ils ont absorbé de l'humidité.

Une difficulté fréquente dans les mesures est la manière dont sont effectués les contacts entre les dispositifs de mesure et la résistance élevée qu'il s'agit de mesurer. Une autre source d'erreur, dont il a déjà été question plus haut, c'est l'isolement des appareils de mesure eux-mêmes.

Lorsqu'un chiffre quelconque est donné au sujet d'un isolement, il importe de savoir dans quelles conditions il a été obtenu.

L'isolement des câbles est donné en mégohms entre la partie conduc-

trice du câble et la surface extérieure. Pour effectuer la mesure on plonge le câble dans un bain de mercure ou plus simplement d'eau salée. Les cahiers des charges spécifient souvent que la mesure sera faite après une immersion de 24 heures dans le bain d'eau salée.

58. Méthode de comparaison. — On relie en série la résistance d'isolement, une source à tension élevée, un galvanomètre sensible. On note l'intensité de courant qui traverse l'appareil de mesure.

Après quoi, on remplace la résistance d'isolement par des résistances étalonnées que l'on règle pour obtenir la même déviation. On admet alors que la résistance d'isolement est égale à la résistance de comparaison.

59. Méthodes utilisant un condensateur. — La méthode précédente ne peut point s'appliquer aux résistances très élevées, car la résistance de comparaison ne pourrait pas être définie avec précision. On peut faire alors appel aux méthodes qui utilisent la charge ou la décharge d'un condensateur. Nous avons en effet montré que ces deux phénomènes réciproques ne sont instantanés que dans le cas où la résistance du circuit est faible [1].

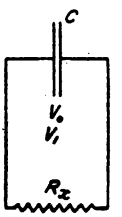


Fig. 37.

Si la résistance est grande, charge et décharge s'effectuent en un temps appréciable. En mesurant l'état de la charge ou de la décharge au bout d'un temps connu, on peut en déduire la grandeur de la résistance d'isolement.

On pourra donc procéder pratiquement de la manière suivante :

1° On chargera un condensateur à une certaine tension V et on mesurera la quantité d'électricité fournie par la décharge.

2° Après avoir chargé le condensateur dans les mêmes conditions, on branchera entre ses armatures la résistance d'isolement à mesurer pendant un temps t et on mesurera alors la quantité d'électricité encore emmagasinée. On en pourra déduire la résistance d'isolement.

D'une manière plus précise, considérons le montage figure 37.

1. **Voir tome II,** paragraphe n° 71.

La capacité du condensateur est C, il a été chargé à la tension V_o, au bout d'un temps t, la tension est devenue V_1, par suite de la décharge à travers R_x résistance d'isolement inconnue que l'on veut mesurer.

On a

$$Q = CV$$
$$dQ = C\,dV$$

$\frac{V}{R_x}\,dt$ est la perte de charge pendant le temps dt

$$\frac{V}{R_x}\,dt = C\,dV.$$

L'intégration de cette équation entre le temps zéro et le temps t_1 donne

$$t_1 = CR_x \operatorname{Log}_e \frac{V_o}{V_1}$$

d'où

$$R_x = \frac{t_1}{C} \cdot \frac{1}{\operatorname{Log}_e \frac{V_o}{V_1}}.$$

On pourra mesurer V_o et V_1 par une méthode électrométrique ou, encore, en déchargeant C dans un galvanomètre balistique. Dans ce dernier cas, on remplacera V_o et V_1 par les élongations e_o et e_1 qui leur sont proportionnelles.

La méthode suppose que l'isolement du condensateur C est pratiquement beaucoup plus grand que R_x. On peut d'ailleurs tenir compte de cette cause d'erreur. Le procédé n'est applicable avec une certaine précision qu'à la mesure des résistances d'au moins 50 mégohms.

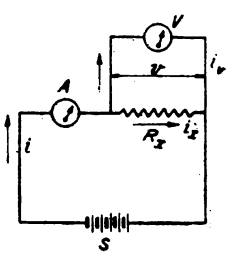


Fig. 38.

Méthodes industrielles pour la mesure des résistances.

60. Utilisation de l'ampèremètre et du voltmètre. — Les méthodes que nous allons décrire sont directement dérivées de la loi d'Ohm.

a) Montage aval.

On constitue un circuit avec la résistance à mesurer R_x, une source de

courant S et un ampèremètre qui mesure l'intensité i. Un voltmètre V permet de connaître la tension v entre les extrémités de R_x (fig. 38).

La valeur approchée de la résistance est $R_x = \frac{v}{i}$. Dans ce calcul on suppose évidemment que le courant qui traverse le voltmètre est négligeable par rapport à celui qui traverse R_x. Mais, comme on connaît généralement la résistance du voltmètre, il est facile d'en tenir compte et on aura la valeur plus exacte de R_x en remplaçant i par $i_x = i - i_v$ puisqu'on a évidemment d'après la loi de Kirchhoff :

$$i_x + i_v = i.$$

b) Montage amont (fig. 39).

On peut encore utiliser le montage 39. L'ampèremètre mesure bien l'intensité exacte qui traverse R_x. Mais une cause d'erreur existe cette

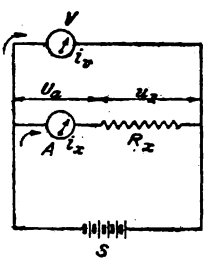


Fig. 39.

fois dans la mesure de la tension. En effet, le voltmètre n'indique pas seulement la tension entre les extrémités de R_x, mais la tension totale qui existe aux bornes des deux résistances constituées par R_x et A.

Cette fois encore, on peut tenir compte de cette cause d'erreur puisque l'on connaît généralement la tension nécessaire aux bornes de A pour obtenir le maximum de déviation.

61. Utilisation d'un contrôleur. — La méthode précédente peut s'appliquer avec un seul appareil de mesure (contrôleur universel) servant successivement d'ampèremètre et de voltmètre.

On branchera R_x aux bornes de la source S et l'on mesurera tout d'abord i — puis, en branchant l'appareil de mesure sur une sensibilité convenable, en voltmètre, on mesurera v. Cette manière de procéder comporte également des causes d'erreur. Mais pratiquement, il suffit souvent de connaître R_x à quelques centièmes près, et la méthode permet facilement d'atteindre cette précision si on l'applique dans des conditions convenables.

En particulier, la tension de S sera d'autant plus grande que la résistance à mesurer sera elle-même plus élevée. Une tension de quelques volts suffit pour des résistances comprises entre quelques ohms et quelques dizaines de milliers d'ohms.

Au delà de cette valeur, il faut utiliser une source d'au moins 100 volts.

On ne saurait donner des chiffres précis, car ceux-ci dépendent naturellement de la sensibilité de l'appareil de mesure.

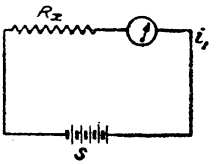


Fig. 40.

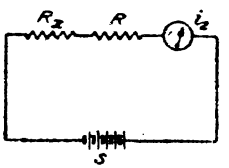


Fig. 41.

62. Méthode de substitution (fig. 40 et fig. 41). — C'est aussi une méthode dérivée de la loi d'Ohm :

1° En constituant un circuit avec la résistance R_x et une source S on mesure l'intensité de courant i_1 (fig. 40).

2° On place dans le circuit une résistance connue. L'intensité de courant prend une valeur plus petite i_2 (fig. 41).

Dans le premier cas, on avait :

$$R_x = \frac{S}{i_1}.$$

Dans le second :

$$R_x + R = \frac{S}{i_2}.$$

Divisant membre à membre :

$$\frac{R_x}{R_x + R} = \frac{i_2}{i_1}$$

$$\frac{R_x}{R} = \frac{i_2}{i_1 - i_2}$$

d'où

$$R_x = \frac{R \times i_2}{i_1 - i_2}.$$

Cette méthode peut être utilisée pour la mesure de la résistance interne d'un tube électronique.

63. Utilisation d'un voltmètre (fig. 42 et 43). — En pratique, on est souvent amené à appliquer la méthode précédente sous une forme un peu différente. La résistance de comparaison est celle d'un voltmètre.

On mesure avec ce voltmètre de résistance R_v une source de tension E. On lit E (fig. 42). On introduit en série la résistance inconnue R_x. On lit

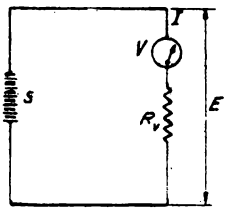


Fig. 42.

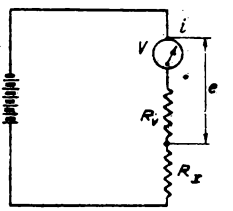


Fig. 43.

alors au voltmètre, *sans changer la sensibilité utilisée*, une tension *e* (fig. 34).

Soit I le courant au moment de la mesure, figure 42.

Soit *i* le courant au moment de la mesure, figure 43.

La tension d'alimentation étant la même dans les deux cas, on peut écrire :

$$IR_v = iR_v + iR_x$$

d'où

$$R_x = \left(\frac{I - i}{i}\right) R_v.$$

Mais les déviations E et *e* sont évidemment proportionnelles aux intensités de courant qui traversent l'appareil de mesure à ce moment-là.

On peut donc écrire :

$$R_x = \left(\frac{E - e}{e}\right) R_v \text{ ou, si l'on préfère :}$$

$$R_x = \left(\frac{E}{e} - 1\right) R_v$$

On montrerait que la précision de la méthode est acceptable, à condition que la résistance R_x soit du même ordre de grandeur que R_v. Cela suppose naturellement une tension d'autant plus élevée que la résistance R_x est grande.

Cette méthode a pour elle une grande facilité d'application, puisque le voltmètre est un instrument qu'un dépanneur ou un metteur au point doit toujours posséder.

64. Détermination de la résistance d'un appareil de mesure. — Il est quelquefois nécessaire de déterminer la résistance d'un équipage mobile d'appareil de mesure. Prenons l'exemple d'un microampèremètre

donnant toute sa déviation pour 500 microampères. La grandeur de la résistance peut être de l'ordre d'une centaine d'ohms. Pour apprécier une telle résistance avec les méthodes pratiques courantes, on serait amené à faire passer dans l'appareil une intensité dépassant de beaucoup 500 microampères. On risquerait alors de détériorer l'appareil. On pourrait fausser l'aiguille ou même provoquer la fusion des spiraux.

Il sera particulièrement commode d'utiliser la méthode dite « du shunt ».

On constituera un circuit comportant une source et une résistance en série très grande par rapport à celle qu'il s'agit de mesurer. On lira la déviation, soit, par exemple, 450 microampères. Après quoi, on shuntera l'appareil de mesure, à l'aide d'une résistance réglable de manière à lire $\frac{450}{2}$ ou 225. A ce moment, la résistance du shunt est égale à celle que l'on désire connaître. On pourra la mesurer par une méthode quelconque.

La méthode suppose que l'intensité fournie par la source n'a pas varié pendant l'opération. Il en sera ainsi si la résistance à mesurer est négligeable par rapport à la résistance série. Il est d'ailleurs facile de tenir compte de cette légère erreur.

Ohmmètres.

65. Ohmmètres à piles. — L'ohmmètre à piles est, en quelque sorte, la matérialisation de la méthode de substitution.

Dans la formule précédente, il importe nullement que E soit le chiffre qui mesure exactement la tension de la source. Il suffit que E et *e* soient des *déviations* proportionnelles aux valeurs vraies des tensions. Si, par

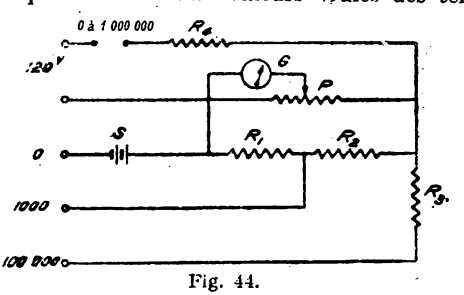


Fig. 44.

un procédé quelconque, nous pouvons obtenir que E soit toujours ramené à la même valeur, la formule nous montre qu'à chaque valeur de *e* correspond une valeur de R. Le *cadran de l'appareil pourra donc être directement gradué en ohms.*

Pratiquement, l'appareil se présentera sous la forme suivante (fig. 44).

La source pour la mesure des résistances moyennes et faibles est constituée par une pile sèche de 4,5 volts. Le galvanomètre est placé aux bornes d'un potentiomètre P.

On courtcircuite les bornes 0-1000 et on règle de telle sorte que la déviation du galvanomètre corresponde à son maximum, c'est-à-dire à la résistance zéro. L'introduction d'une résistance entre les bornes 0-1000 produira naturellement une déviation moins grande donnant directement la résistance cherchée en ohms.

Pour la mesure des résistances plus grandes, le courant sera beaucoup plus faible, grâce à la résistance série R_3, mais la sensibilité du galvanomètre sera augmentée, puisque la résistance du shunt est maintenant constituée par $R_1 + R_2$. En choisissant judicieusement R_2 et R_3 on peut obtenir que le réglage de zéro soit le même. Cette condition n'est d'ailleurs réalisée que si la résistance intérieure de la source est négligeable. Cela ne peut guère être obtenu qu'avec une pile neuve.

Pour les résistances supérieures à 100 000 ohms, on utilise une batterie extérieure de 120 volts — la déviation du galvanomètre est ramenée dans les limites convenables grâce à R_4.

Un tel appareil ne peut donner une grande précision mais il est extrêmement pratique et rend de grands services dans les vérifications usuelles. En effet, il suffit souvent de vérifier l'ordre de grandeur d'une résistance à 10 ou 20 % près, par exemple.

Lorsqu'on veut pouvoir mesurer avec l'approximation ci-dessus des résistances supérieures à 200 000 ohms, il est nécessaire d'utiliser un galvanomètre donnant toute sa déviation pour un courant de l'ordre de 400 à 500 microampères.

66. Ohmmètres à pont. — Les ohmmètres à Pont sont d'un principe tout à fait différent. Ce sont tout simplement des réalisations pratiques du Pont de Wheatstone. En général, on fait varier par bond la résistance de

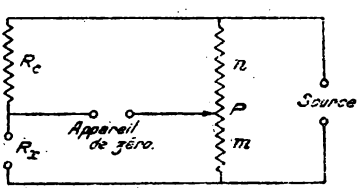


Fig. 45.

comparaison R_c. Le rapport des deux bras varie d'une manière continue. En fait, ces deux bras sont généralement constitués par un potentiomètre dont le curseur constitue une des diagonales du Pont (fig. 45).

La source peut être une batterie de piles et, dans ce cas, l'appareil de zéro est un galvanomètre. On préfère souvent utiliser l'alimentation en courant alternatif. On peut alors faire précéder l'appareil de zéro d'un amplificateur; on augmente ainsi la sensibilité du dispositif. Dans ce cas, l'appareil de zéro peut être un dispositif téléphonique, un appareil à redresseur ou, plus commodément, un tube de contrôle visuel à rayons cathodiques.

La résistance R_x est donnée par :

$$R_x = R_v \frac{m}{n}.$$

Le cadran du potentiomètre est directement gradué en rapport $\frac{m}{n}$. Si l'on prend $R_v = 1$ ou 10, 100, etc... On lira directement la résistance cherchée à un multiple de 10 près.

La graduation du potentiomètre suit une progression géométrique. Au centre est la graduation 1 correspondant à $m = n$ ou $\frac{m}{n} = 1$. Au début serait la graduation 0 et la graduation $+\infty$ à l'extrémité (fig. 46).

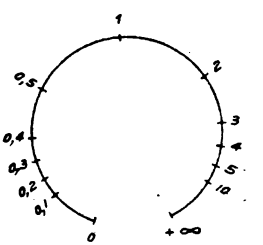


Fig. 46.

On voit d'après cela qu'une précision acceptable ne peut être obtenue qu'à une certaine distance des deux extrémités. En fait, cela revient à choisir une résistance de comparaison du même ordre de grandeur que la résistance à mesurer.

67. Ohmmètre à magnéto (fig. 47). — L'ohmmètre à magnéto est d'un principe tout à fait différent. Deux enroulements solidaires, en forme de cadres perpendiculaires, peuvent pivoter dans le champ d'un aimant puissant. Si ces deux cadres sont identiques à tous les points de vue (forme, surface, résistance) et qu'on les alimente à l'aide de la même source, ils se placeront à 45°, de manière à embrasser le même flux. Cette position correspond au zéro de l'ohmmètre. Si l'un d'eux est coupé, l'autre

fera pivoter l'aiguille de manière à se mettre en croix avec le champ magnétique. Il y aura une rotation de 45° par rapport à la position précédente. Si l'on introduit une résistance dans l'un d'eux, l'ensemble prendra une position intermédiaire entre les deux extrêmes. *On peut montrer que cette position ne dépend pas de la tension de la source, mais uniquement de la résistance introduite.*

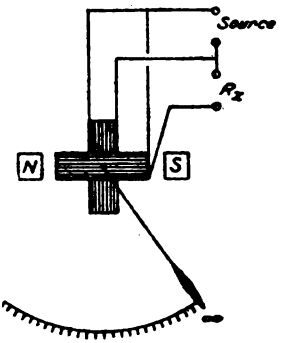


Fig. 47.

Cette propriété permet d'alimenter l'appareil à l'aide d'une petite magnéto commandée par une manivelle et un train d'engrenages.

On peut faire varier la sensibilité en plaçant des résistances fixes connues avec l'un des cadres. L'autre cadre étant en série avec la résistance à mesurer. Une difficulté de construction, c'est que la position des cadres doit être indifférente, c'est-à-dire que le couple de la suspension doit être nul.

Les ohmmètres à magnéto sont surtout utilisés pour la vérification de l'isolement des installations.

CHAPITRE III

Mesures de fréquence et de longueur d'onde.

68. Généralités. — Fréquence et longueur d'onde sont liées par la relation $F = \frac{c}{\lambda}$ dans laquelle c est la vitesse de propagation dans le milieu considéré, c'est-à-dire, pour la radio, 3.10^{10} cm/s. La fréquence est le nombre de périodes par seconde. Il en résulte que, mesurer une longueur d'onde, ou une fréquence, se ramène à l'appréciation d'une durée.

La mesure du temps résulte d'observations astronomiques. *En définitive, mesurer une longueur d'onde n'est nullement un problème qui exige un étalon de longueur mais un étalon de temps.*

Peut-être est-il utile de rappeler que la comparaison directe entre l'horloge et l'ondemètre a été réalisée assez souvent. Son principe est le suivant :

Une horloge astronomique synchronise un multivibrateur, c'est-à-dire un générateur d'oscillations de relaxation [1].

On sélectionne un harmonique de rang connu dans le courant variable produit. Celui-ci est utilisé pour synchroniser un autre multivibrateur oscillant à une fréquence plus élevée. On peut sélectionner encore un harmonique — ce qui donne une seconde multiplication de fréquence. Ainsi, de proche en proche, en partant de l'horloge astronomique, on peut contrôler l'étalonnage d'un ondemètre.

69. Étalons secondaires de fréquence. Diapason. Quartz. — Pour servir d'intermédiaire, entre la gigantesque horloge-mère, constituée par le système solaire et nos ondemètres, on a créé des étalons de fréquence dont l'emploi pratique est plus commode.

On peut utiliser, par exemple, un diapason entretenu électriquement. La construction de ce diapason doit naturellement faire l'objet de soins tout particuliers. Il sera, par exemple, construit en acier invar. L'entretien des vibrations sera obtenu sans contact, par l'intermédiaire d'un tube triode. Toutefois, un diapason peut avoir un coefficient de tempé-

1. Voir tome I, paragraphe n° 145.

rature appréciable, même s'il est réalisé en acier invar. D'autre part, sa fréquence peut être légèrement modifiée par des variations de pression barométrique. Pour éviter ces deux causes d'erreur, on enferme le diapason dans une enceinte étanche, dont l'atmosphère intérieure est à pression constante et dont la température est invariable, grâce au contrôle d'un thermostat qui coupe ou met automatiquement en circuit des résistances chauffantes.

Les harmoniques du courant d'entretien du diapason seront sélectionnés et donneront autant de points d'étalonnage. Il sera particulièrement commode d'utiliser un diapason à 1 000 périodes/seconde. On trouvera ainsi un point de repère précis tous les 1 000 hertz, donc tous les kilohertz.

Telle est, à peu près, la méthode utilisée au *Centre de Contrôle de l'Union Internationale de Radiodiffusion* de Bruxelles pour la mesure précise des fréquences des stations européennes. Il va sans dire que l'application pratique soulève toute une série de problèmes sur lesquels nous ne pouvons insister ici. Nous soulignons simplement que la plus grande précision est possible. Le diapason peut être directement comparé aux horloges astronomiques des principaux laboratoires. L'erreur relative est inférieure au millionième, ce qui veut dire qu'on peut connaître la fréquence d'une station transmettant sur 1 000 kHz ($\lambda = 300$ m) *à moins d'un cycle près par seconde.*

70. Utilisation d'un cristal de quartz. — Nous avons indiqué dans le tome II [1] qu'une lame de quartz, taillée suivant certaines lois, se comporte comme un véritable diapason à haute fréquence.

Ainsi donc, une lame de quartz constitue un étalon de fréquence. Pour plus de précision on peut placer la lame dans une atmosphère raréfiée et contrôler sa température par un thermostat.

71. Utilisation d'un circuit oscillant. Ondemètre. — Un circuit oscillant, formé par une bobine de self induction et un condensateur constitue aussi un étalon de fréquence. Si l'inductance est supposée fixe, on peut faire correspondre une fréquence précise à chacune des valeurs de la capacité, en vertu de la formule précédemment établie [2] :

$$F = \frac{5000}{\sqrt{LC}}.$$

La précision de *l'ondemètre* ou *contrôleur d'onde* ainsi construit dépendra

1. Voir tome II, n° 274.

2. Voir tome I, paragraphe n° 169 ; tome II, paragraphe n° 69, ainsi que la note « Utilisation pratique de la formule de Thomson », à la fin du chapitre IV.

de la précision de l'étalonnage et, dans une mesure importante, de *la stabilité* des éléments utilisés. Cette dernière condition sera souvent assez difficile à obtenir. Une bobine de self induction subit des déformations mécaniques dues aux diverses influences extérieures. Il en résulte une variation des caractéristiques. Il en est de même du condensateur. Quand il s'agira de mesures de précision il sera indispensable d'utiliser des éléments spécialement construits.

Tous les ondemètres usuels ont, en commun, l'emploi d'un circuit accordé. La différence provient du mode d'utilisation.

72. Ondemètre d'absorption. — L'ondemètre à absorption est le plus simple de tous. Il comporte simplement un circuit accordé (fig. 48). Pour comparer la longueur d'onde d'un circuit à celle de l'ondemètre on couple assez fortement ce dernier avec le premier. Lorsque l'ondemètre et le circuit sont en résonance, il y a absorption d'énergie. On remarquera, en conséquence, une modification d'intensité de la réception, ou de l'émission, suivant qu'il s'agit d'un circuit émetteur ou récepteur.

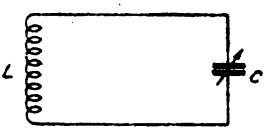


Fig. 48.

Ce procédé de comparaison n'est pas précis. Tout d'abord, la résonance peut être assez floue et il y a une incertitude sur l'accord. De plus, pour qu'il y ait absorption d'énergie mesurable, on est naturellement amené à coupler assez fortement les circuits. Il y a, dans ce cas, une réaction d'un circuit sur l'autre.

La longueur d'onde de l'ondemètre est modifiée par le circuit voisin et réciproquement.

73. Ondemètre à Buzzer. — Un « buzzer » est un petit éclateur en

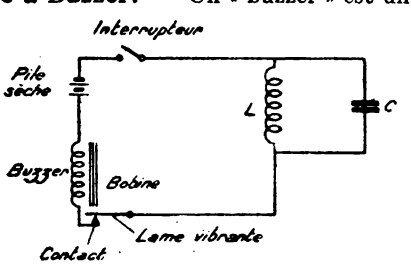


Fig. 49.

miniature qui permet de faire naître des oscillations dans le circuit de l'ondemètre (fig. 49). Il est construit comme le rupteur d'une sonnerie

électrique à trembleur. Le vibrateur est alimenté par une pile sèche, une pile de lampe de poche, par exemple. Le circuit oscillant, excité par chocs, est le siège d'oscillations amorties [1] et l'ondemètre devient un émetteur de très faible puissance dont on peut recevoir l'émission à l'aide d'un détecteur et d'un récepteur voisin.

L'inconvénient principal, c'est qu'il s'agit d'une émission très amortie et que, pour cette raison, la fréquence est assez mal définie. Le procédé ne peut convenir aux mesures précises.

74. Ondemètre avec tube à néon, à diode, etc... — Au lieu de contrôler la résonance du circuit de l'ondemètre par son action sur le circuit avec lequel il est couplé, on peut placer à ses bornes un dispositif permettant d'apprécier l'amplitude des tensions à haute fréquence qui le parcourent.

Un des plus simples est un tube à néon (fig. 50) qui s'illumine dès que la

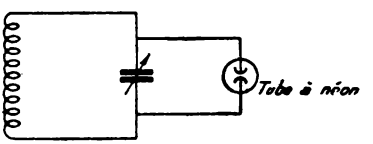


Fig. 50.

tension développée aux bornes du circuit dépasse la tension d'amorçage. C'est une méthode qui n'est guère utilisable qu'à l'émission, parce que la puissance à haute fréquence empruntée par l'ondemètre est assez importante.

Il va sans dire que l'ondemètre doit être étalonné avec le tube à néon, car la présence de ce dernier peut modifier la capacité du circuit oscillant.

Pour plus de sensibilité, on peut remplacer le tube indicateur par un tube diode, ou, mieux encore, un voltmètre amplificateur comme ceux qui ont été décrits plus haut. On peut aussi insérer, en série, un thermocouple et mesurer l'intensité du courant à haute fréquence.

75. Ondemètre hétérodyne. — L'ondemètre hétérodyne est un perfectionnement important de l'ondemètre à buzzer. C'est un petit émetteur d'ondes entretenues ou modulées. Les oscillations ne sont plus excitées par chocs, mais sont entretenues à l'aide d'une lampe génératrice.

Le problème de la réalisation d'un ondemètre hétérodyne n'est pas aussi simple qu'il pourrait sembler en premier examen.

En effet :

1. Voir tome II, paragraphe n° 78.

a) Nous avons vu [1] dans le tome II qu'un tube connecté à un circuit oscillant était comparable à une capacité, à une résistance et à une inductance. En d'autres termes, il y a une réaction du tube sur le circuit, et les constantes de ce dernier se trouvent modifiées. La longueur d'onde émise par un générateur à lampes n'est pas tout à fait celle qui correspondrait au circuit seul, même en tenant compte des capacités. Le défaut serait sans importance si cette réaction était invariable : il suffirait d'étalonner l'ensemble lampe et circuit. *Mais l'effet dépend, dans une mesure importante, des tensions d'alimentation.*

En toute rigueur, l'ondemètre ne pourra donc être parfaitement exact que s'il est alimenté sous les mêmes tensions que pendant l'étalonnage. Plusieurs solutions sont possibles. La première qui vient à l'esprit est le contrôle des tensions d'alimentation. C'est relativement facile, mais c'est aussi une complication. L'appareil peut être prévu avec un régulateur automatique de tension.

Une autre solution consistera à utiliser un montage tel que la réaction du tube sur le circuit soit négligeable. Nous avons énoncé dans le tome II[2] quelles sont les conditions à remplir pour obtenir ce résultat.

b) Le remplacement d'une lampe pose un autre problème. Deux lampes d'une même série peuvent ne pas avoir des caractéristiques rigoureusement identiques. L'écart peut être encore plus grand s'il s'agit de lampes de fabrication différente.

c) On constate généralement que, pour une position donnée de l'index et malgré que les conditions d'alimentation soient constantes, la fréquence émise varie au début de la mise en service. Pour faire des mesures précises, il est recommandable de mettre l'ondemètre sous tension au moins un quart d'heure avant de l'utiliser.

Les causes de variation sont multiples. Parmi les plus importantes, on peut citer : l'échauffement des circuits d'alimentation qui provoque une variation de résistance et, en conséquence, de tension. Les variations des différentes résistances produisent également le même effet.

L'échauffement de certains organes et, en particulier, du condensateur variable provoque des dilatations qui peuvent se traduire par des variations de capacité dans un sens ou dans l'autre.

Avec certains ondemètres mal étudiés la variation entre la mise en service et la température stabilisée peut atteindre 10 %.

Une variation de fréquence du même ordre de grandeur peut être produite par une variation de 10 % dans les tensions d'alimentation.

1. **Tome II**, paragraphe n° 269.
2. Tome II, paragraphe n° 272.

76. Ondemètre à dynatron. — On peut obtenir un montage dynatron en utilisant un tube triode et en portant la grille à une tension positive supérieure à la plaque (fig. 51). Nous avons précédemment [1] indiqué qu'un tel dispositif jouissait des propriétés d'une résistance négative. En insérant un circuit oscillant dans la plaque on peut obtenir l'entretien des oscillations sans aucun autre couplage, sous la condition que la résistance positive du circuit oscillant soit, en valeur absolue, inférieure à la résistance négative du tube.

L'avantage du dynatron est d'introduire une réaction négligeable sur le circuit accordé. Le tube agit pratiquement comme une capacité pure,

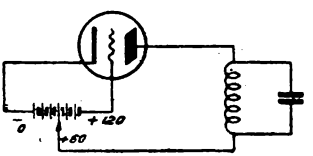


Fig. 51.

et la fréquence émise est, par conséquent, indépendante des tensions d'alimentation.

Un des inconvénients importants c'est qu'il est impossible d'obtenir un fonctionnement stable sur les ondes courtes.

D'autre part, il ne faut pas s'aviser de faire fonctionner en dynatron des tubes qui n'ont pas été prévus pour cet usage, et plus spécialement des tubes triodes avec cathode à oxydes. On pourra utiliser, et encore avec prudence, des tubes à grille écran dont l'électrode de commande sera portée à une tension faiblement négative ou nulle, avec une tension écran de l'ordre de 100 à 150 volts maximum et une tension anode comprise entre 50 et 90 volts. On choisira naturellement des modèles de tubes dont la branche descendante de la caractéristique « dynatron » est aussi inclinée que possible.

77. Ondemètre à quartz. — Lorsqu'il s'agit d'obtenir quelques longueurs d'ondes fixes, on peut faire appel à la stabilisation par quartz. L'étalon de fréquence est inséré, par exemple, dans le circuit de grille d'un tube et on place dans l'anode un circuit anti-résonant, à peu près accordé sur la fréquence propre du cristal. Les oscillations ainsi produites sont parfaitement stables et pratiquement indépendantes des tensions d'alimentation et du couplage avec l'extérieur.

1. Voir tome II, paragraphe n° 278.

On peut prévoir plusieurs quartz et plusieurs circuits accordés, donnant ainsi toute une série de fréquences fixes.

Un tel appareil est assez coûteux, mais il est susceptible de fournir des renseignements d'une grande précision.

78. Autres modèles d'ondemètre hétérodyne. — Les autres modèles d'ondemètre utilisent des montages plus ou moins classiques. Des précautions électriques et mécaniques sont prises pour obtenir la stabilité. Un grand nombre de schémas peuvent être réalisés. La qualité des appareils ne tient pas seulement au schéma lui-même, mais surtout à la manière dont il est réalisé. Les différents éléments doivent être soustraits aux influences extérieures et doivent être électriquement et mécaniquement indéformables.

L'ondemètre tout entier doit être enfermé dans une enceinte métallique close servant en même temps de blindage.

Des précautions particulières doivent être prises pour que les courants de haute fréquence ne puissent être transmis au secteur d'alimentation.

79. Couplage de l'hétérodyne. Couplage électronique. — Le couplage entre l'hétérodyne et les circuits soumis à la mesure doit être aussi faible que possible. S'il n'en était pas ainsi, la réaction des circuits pourrait être telle que la longueur d'onde émise soit différente de l'indica-

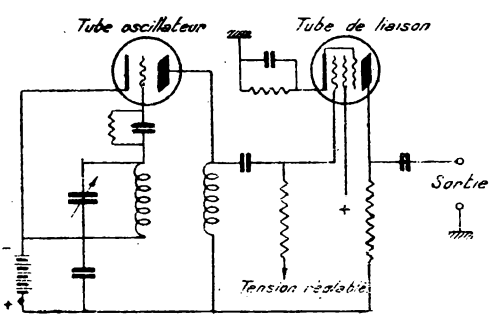


Fig. 52.

tion portée sur le cadran. L'erreur ainsi produite peut être considérable si le couplage est important.

C'est pour éviter ce défaut grave que certains ondemètres sont prévus avec un dispositif de couplage interne; de la sorte la réaction entre les circuits se trouve limitée.

Remarquons que la réalisation pratique de la liaison pose un certain

nombre de problèmes importants. Il faut — par exemple — que le couplage soit à peu près indépendant de la fréquence. Nous avons déjà eu l'occasion de montrer que la condition n'est pas facile à remplir. Un des meilleurs moyens d'y parvenir c'est d'utiliser un *couplage électronique.*

Une fraction de la tension produite par le générateur est appliquée sur la grille d'un tube penthode ou à grille écran (fig. 52). Dans le circuit anodique de ce tube, on trouve une tension à haute fréquence dont on peut contrôler l'amplitude. Le couplage peut alors être aussi serré qu'on le désire puisqu'il n'y a aucune liaison directe appréciable entre le circuit des oscillations et les circuits d'utilisation. Le circuit d'utilisation étant une résistance, le couplage est sensiblement apériodique si les capacités réparties ont été réduites. La tension disponible entre les bornes de sortie est généralement très riche en harmoniques.

80. Modulation. — Les tensions recueillies par l'antenne d'un récepteur sont des tensions à haute fréquence *modulées.* Il importe que l'émission de l'ondemètre reproduise exactement la condition de fonctionnement normale. Il faut donc moduler l'émission de l'hétérodyne. Il est évident que l'idéal serait d'avoir une fréquence de modulation variable à volonté. L'ondemètre deviendrait alors plus compliqué. On préfère, assez souvent, prévoir une fréquence de modulation fixe. On choisit soit la fréquence 400[1], soit la fréquence 1 000.

Les appareils sérieux sont d'ailleurs prévus avec la possibilité de moduler l'émission à l'aide d'une source extérieure. En utilisant un générateur de fréquence musicale extérieur on peut obtenir une émission présentant la caractéristique de modulation que l'on désire. Cette disposition permet également de moduler l'ondemètre avec un courant microphonique ou à l'aide d'un pick-up.

81. Atténuateur. — Pour effectuer des mesures complètes il ne suffit pas de connaître la fréquence des tensions fournies par l'ondemètre,

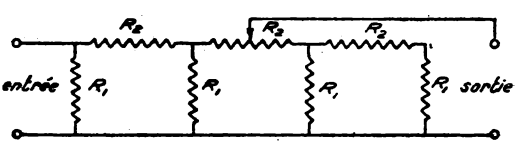


Fig. 53.

il faut encore pouvoir mesurer leur tension. La sensibilité d'un récepteur actuel est telle qu'il faut introduire seulement quelques dizaines de

1. C'est la fréquence choisie pour les essais normalisés de récepteurs.

microvolts dans le circuit d'antenne pour obtenir toute la puissance modulée. La mesure directe de tensions aussi faibles est pratiquement impossible.

Pour tourner les difficultés, on mesure une tension beaucoup plus élevée et on la réduit, dans un rapport connu, à l'aide d'un réseau de résistances, par exemple. Ce réseau est connu sous le nom *d'atténuateur*.

Les conditions à remplir, lorsqu'il s'agit de courants de haute fréquence,

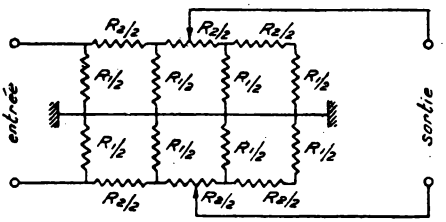


Fig. 54.

sont extrêmement délicates. Il faut, en effet, que, pour toutes les valeurs d'atténuation, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie soient constantes. C'est à cette condition seulement que la même valeur d'atténuation sera obtenue, quelle que soit la fréquence. On comprendra d'après cela qu'un simple potentiomètre, comme il y en a sur les ondemètres de qualité courante, puisse être tout à fait insuffisant.

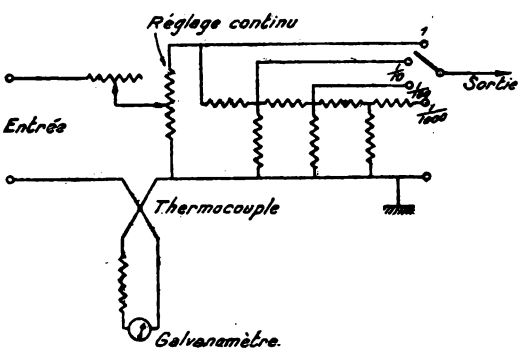


Fig. 55.

On peut distinguer les atténuateurs en « T » (fig. 53) et les atténuateurs en « H » (fig. 54) qui sont constitués par deux atténuateurs en T disposés symétriquement par rapport au point zéro.

Les boîtes d'atténuation peuvent, naturellement, être utilisées pour d'autres mesures que pour celles dont il est question ici.

S'il s'agit de courants de haute fréquence, il est indispensable que les

résistances soient purement ohmiques et que les capacités parasites soient extrêmement réduites. D'autre part, il ne doit y avoir aucune induction entre les différentes branches : chaque résistance doit donc être blindée par rapport à ses voisines. On voit, d'après cela, que la construction d'un atténuateur utilisable dans une large bande de fréquences puisse poser de sérieux problèmes.

Assez fréquemment, le degré d'atténuation sera variable de deux manières :

1° Par pas, donnant par exemple les valeurs : 1, 10, 100, 1 000, etc.;

2° D'une manière continue.

On arrivera à ce résultat à l'aide du schéma figure 55 par exemple. On

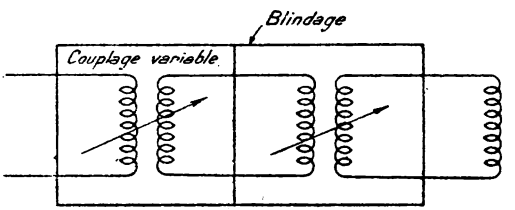


Fig. 56.

utilise aussi des atténuateurs à induction mutuelle. On fait simplement varier le degré de couplage entre les différentes sections (fig. 56)[1].

On emploie aussi parfois des atténuateurs à couplage statique (fig. 57) qui ne sont que des condensateurs variables de très faible capacité. Les caractéristiques de ces atténuateurs peuvent varier considérablement avec la fréquence.

Soulignons ce fait très important que la réalisation d'un atténuateur gradué, et dont l'étalonnage soit indépendant de la fréquence, soulève de très nombreuses difficultés. Il ne peut être question d'incorporer de tels dispositifs dans des appareils de prix moyen. Les ondemètres entrant dans cette catégorie, qui sont munis d'un atténuateur gradué en « microvolts »

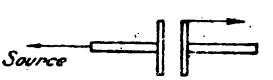


Fig. 57.

ne peuvent prétendre à aucune précision. *On ne doit accorder aucune confiance aux indications qu'ils fournissent.*

Toutefois, il est souvent fort utile de faire varier la tension fournie. On

1 Il faut, dans ce cas, éviter tout couplage statique entre les deux enroulements.

utilisera de préférence les appareils à couplage et atténuateur électroniques qui donneront facilement une tension variable d'une manière continuelle, sans aucune réaction sur les circuits de l'oscillateur. De tels atténuateurs ne peuvent être gradués une fois pour toutes.

82. Générateur étalonné. — Pour faire les essais complets d'un récepteur, il faut disposer d'une émission dont toutes les caractéristiques sont connues avec précision.

Ces caractéristiques sont :

a) Tension;

b) Fréquence ou longueur d'onde;

c) Profondeur de modulation et, éventuellement :

d) Fréquence de la modulation.

Tous ces renseignements seront fournis, par exemple, par un *générateur étalonné*. D'après cela, il est facile de concevoir comment sera réalisé un tel appareil.

Il comportera, en principe :

1) Un circuit générateur d'oscillations de haute fréquence, réalisé de telle sorte que la tension et la fréquence produites soient parfaitement stables, aussi indépendantes que possible des tensions d'alimentation, ainsi que des caractéristiques des lampes utilisées.

Ce générateur doit être parfaitement blindé. Le rayonnement extérieur doit être négligeable, sinon il est évident qu'il y aurait là une cause importante d'erreur. Ce blindage est réalisé souvent avec plusieurs cages étanches successives.

Il faut éviter également que les tensions de haute fréquence produites ne puissent retourner aux sources d'alimentation (secteur ou batteries). On est ainsi conduit à prévoir des filtres passe-bas dans toutes les connexions d'alimentation.

2) Un circuit générateur d'oscillations à fréquence musicale, pour moduler éventuellement les oscillations.

3) Un circuit de liaison avec l'extérieur, généralement constitué par un tube penthode. Toute action sur le circuit extérieur est ainsi sans aucune influence sur la tension et la fréquence produites.

4) Un circuit de mesure des tensions produites qui peut être soit un thermocouple, soit un voltmètre amplificateur. On a tendance actuellement à utiliser plutôt ce dernier procédé. Un thermocouple est un élément relativement fragile et dont la précision est inférieure à celle d'un voltmètre à lampe bien étudié. Si l'appareil est destiné à fournir de très

hautes fréquences, on utilisera un nouveau tube « gland » dont la capacité d'entrée est extrêmement faible.

5) Un circuit de mesure de la profondeur de modulation. On pourra utiliser le même tube que pour le numéro précédent. On déduit la profondeur de modulation de l'amplitude relative de la tension à haute fréquence et de l'amplitude de la tension à basse fréquence après détection.

6) Un atténuateur ou affaiblisseur permettant de prélever une fraction connue de la tension mesurée.

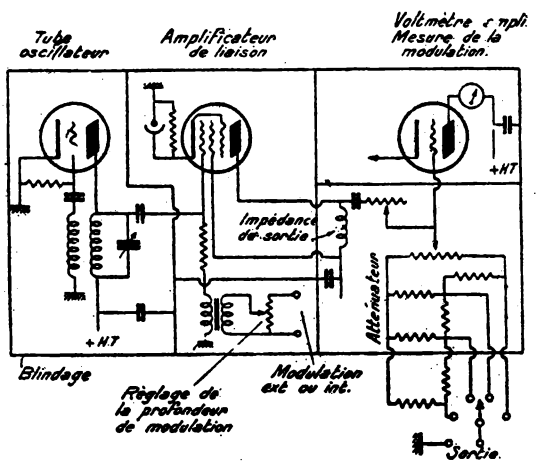


Fig. 58

Nous donnons figure 58 un schéma très simplifié d'un générateur étalonné. Pour mesurer la profondeur de modulation on utilise un voltmètre détecteur combiné avec un redresseur à oxyde de cuivre.

Le détecteur permet de mesurer l'amplitude à haute fréquence fournie. Le redresseur à oxyde, utilisant le même galvanomètre que le détecteur, permet de mesurer l'amplitude de la composante téléphonique. La valeur relative des deux indications permet de mesurer la profondeur de modulation.

83. Note pratique sur un générateur étalonné. — Voici, à titre indicatif, quelques renseignements numériques sur un générateur étalonné industriel.

Gamme couverte : 30 000 m à 10 mètres, donc 10 kHz à 30 000 kHz.

Précision d'étalonnage en fréquence : ± 1 %.

Tensions fournies : ajustables de 0,5 microvolt à 0,1 volt.

Circuit de sortie : purement ohmique : 100 ohms de 0 à 0,01 volt.
50 ohms de 0,01 à 0,1 volt.

Précision des mesures de tension :

Au-dessus de 100 m ± 3 % ± 0,1 microvolt.
de 100 m à 30 m ± 5 % ± 0,2 microvolt.
— de 30 m à 10 m ± 10 % ± 0,4 microvolt

Profondeur de modulation :

Variable de 0 à 50 % — modulation par dispositif intérieur — fréquence (400 hertz).

Modulation par source extérieure : constante à 1 décibel près de 30 à 15 000 Hz. Impédance d'entrée 2.500 ohms.

Une tension de 5 volts efficaces est nécessaire pour obtenir un taux de modulation de 30 %.

Champ de fuite. — Négligeable à une distance de 15 centimètres.

Alimentation. — Par batteries placées à l'intérieur de l'appareil ou par dispositif secteur prévu avec régulateur automatique de tension.

84. Utilisation des générateurs étalonnés. — D'après les paragraphes précédents, il est facile d'imaginer qu'un générateur étalonné puisse être un instrument de laboratoire extrêmement précieux. Il permet des mesures d'intensité, de rayonnement, aussi bien que de propagation.

C'est un appareil indispensable pour déterminer avec précision les qualités d'un récepteur : sensibilité, sélectivité, action des différents réglages, etc...

Il aurait donc logiquement sa place dans le plus modeste laboratoire. Malheureusement on peut comprendre que la construction d'un générateur étalonné pose une série de problèmes pratiques dont la solution est extrêmement délicate. Aussi, ne faut-il pas s'étonner du prix élevé de ces appareils. Quant aux appareils à bon marché, gradués en microvolts, on ne saurait avoir aucune confiance en leurs indications.

Générateurs de fréquences musicales.

85. Généralités. — Dans un laboratoire, il est souvent très important de pouvoir disposer d'une source de courant à fréquence téléphonique dont on connaît avec précision la tension et la fréquence. Un tel générateur peut servir pour l'essai des hauts parleurs et des amplificateurs.

Il permet de déterminer avec précision comment se comporte un reproducteur en fonction de la fréquence et de relever sa courbe de transmission. On peut aussi l'utiliser pour moduler un générateur hétérodyne à une fréquence et avec une profondeur quelconque. On peut ainsi examiner le fonctionnement d'un récepteur, en fonction de la fréquence et de la profondeur de modulation.

On cherchera, naturellement, à obtenir une fréquence musicale pure, c'est-à-dire comportant un taux d'harmoniques nul ou tout au moins négligeable.

86. Générateur à fréquence fixe. — Dans le but d'obtenir une seule fréquence musicale, on peut avoir recours à des dispositifs relativement simples. Un simple diapason entretenu électriquement pourra donner ce

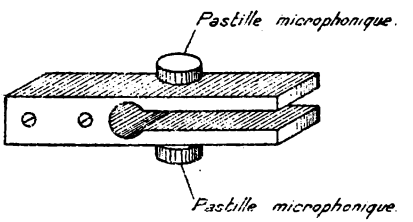


Fig. 59.

résultat. L'entretien du diapason peut se faire sans amplificateur. Les branches sont en relation mécanique avec une pastille microphonique alimentée par une batterie et dont le courant traverse une bobine d'entretien (fig. 59 et 60). Le courant à fréquence musicale peut être celui de la bobine d'entretien ou celui que fournit une autre pastille microphonique.

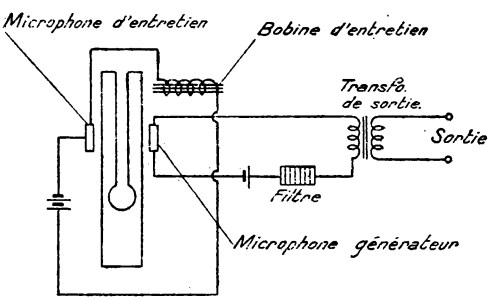


Fig. 60.

On obtient l'impédance de sortie convenable à l'aide d'un transformateur convenablement établi.

Un tel système est très simple, puisqu'il ne comporte aucun tube, aucune alimentation autre qu'une batterie de quelques volts. La tension d'alimentation influe très peu sur la fréquence produite. Par contre, si l'on veut obtenir une tension sinusoïdale pure, il est à peu près indispensable de filtrer les harmoniques.

Les vibrations du diapason seront plus indépendantes si l'on supprime toute relation mécanique entre le diapason et le système d'entretien. Nous avons déjà indiqué qu'on pouvait obtenir ce résultat par l'intermédiaire d'un amplificateur (fig. 47).

Ce système est d'ailleurs rarement utilisé quand il s'agit simplement d'un générateur à fréquence musicale.

87. Disques de fréquences. — Un disque de phonographe sur lequel a été enregistrée une série de fréquences musicales connues constitue un étalon de fréquence. Il suffit, en effet, de faire tourner le plateau reproducteur à la même vitesse qu'au moment de l'enregistrement pour être assuré que la fréquence produite par le pick-up est exactement la même qu'au moment de l'enregistrement. Or il est facile de contrôler la vitesse de rotation, au moyen d'un chronographe, par exemple. Le procédé de contrôle stroboscopique n'est recommandable que si l'on connaît avec certitude la fréquence du secteur.

Il existe des disques de fréquences pures, et des disques de fréquences modulées (généralement à 16 périodes/seconde). Les fréquences enregistrées s'échelonnent entre 60 et 15 000 hertz[1].

La comparaison avec les fréquences les plus élevées peut présenter des difficultés, à cause de la faiblesse de l'amplitude et, aussi, du « bruit d'aiguille » qui correspond à ces bandes de fréquences.

88. Générateurs à circuit accordé. — Certains générateurs sont exactement la réplique des ondemètres hétérodynes. Ils comportent un circuit accordé dans lequel des oscillations sont entretenues par un tube à vide. Il va sans dire que les condensateurs et bobinages sont d'une grandeur beaucoup plus importante puisqu'il s'agit de fréquences beaucoup plus faibles.

Ces appareils sont peu répandus. Leur facilité d'emploi, leur précision sont nettement moins grandes que celle des générateurs à battements.

89. Générateurs à battements. — Deux tensions de haute fréquence introduites simultanément dans un circuit y produisent des battements dont la hauteur acoustique est égale à la différence des fréquences.

C'est le principe utilisé dans les générateurs de fréquences musicales à battements. Un circuit détecteur reçoit simultanément les tensions à haute fréquence fournies par deux générateurs hétérodynes. La fréquence de l'un d'eux est fixe; celle de l'autre est commandée par la manœuvre d'un condensateur variable.

1. La *revue du Son*, nos 75-76, a publié les caractéristiques de quelques disques de fréquences disponibles en France, pages 190 à 192. *Revue du Son*, 10, rue de Seine, Paris (6e).

L'égalité des fréquences correspond à des battements de fréquence nulle. Avec quelques précautions, l'enveloppe des battements peut être presque idéalement sinusoïdale. Il en est de même du courant téléphonique qui résulte de la détection des battements. La tension de sortie est indépendante de la fréquence. On fait suivre le détecteur d'un amplifi-

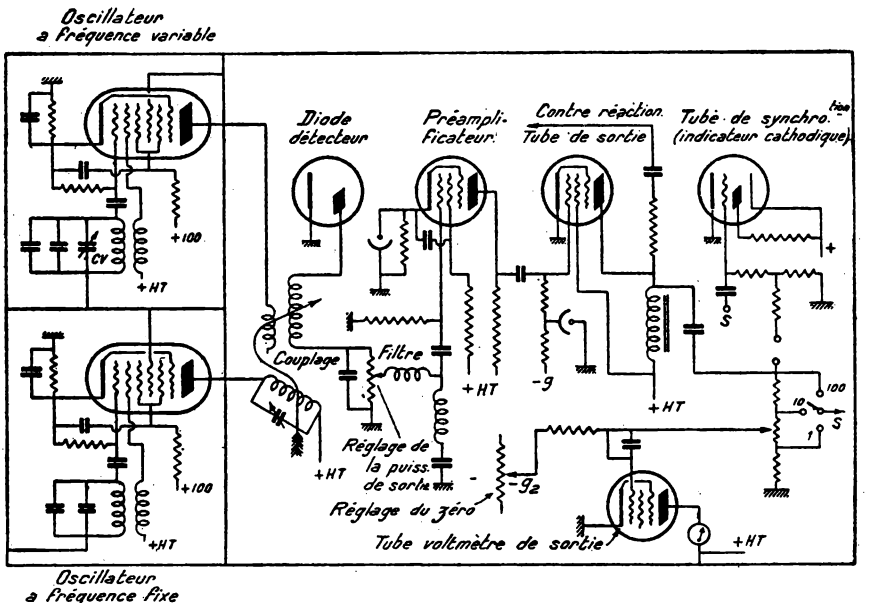


Fig. 61.

cateur convenable et l'on obtient ainsi une tension de sortie aussi grande qu'on le veut.

Une des principales difficultés est la réaction mutuelle des oscillateurs. Quand l'écart de fréquence est très faible, il y a tendance à la synchronisation, c'est-à-dire que les deux oscillateurs produisent exactement la même fréquence et qu'il n'y a plus, par conséquent, aucun battement.

Il est donc nécessaire de prévoir des découplages très larges, particulièrement dans les circuits d'alimentation. Un moyen très efficace de diminuer les réactions mutuelles est d'utiliser des couplages électroniques entre les oscillateurs et le circuit du détecteur. Après le détecteur on prévoit généralement un filtre pour éliminer les composantes à haute fréquence.

90. Description d'un générateur. — Nous donnons à titre indicatif, figure 61, le schéma d'un générateur de fréquence musical industriel

1. Voir tome I, paragraphe n° 282

(Biplex). Les deux tubes oscillateurs sont des triode-hexodes. Le circuit anodique de chacun d'eux est couplé à un diode détecteur. Il n'y a donc aucun couplage direct entre les circuits oscillateurs proprement dits. Comme le découplage des circuits d'alimentation est fait avec beaucoup de soin, il n'y a pratiquement aucun effet de synchronisation. Il est possible d'obtenir des battements d'une période de *plusieurs secondes*. La variation de CV fait passer la fréquence de 0 à 15 000 hertz. L'appareil est à lecture directe.

Mais le zéro peut se déplacer, aussi est-il nécessaire de pouvoir comparer très exactement la fréquence des courants produits par l'appareil avec un étalon extérieur. C'est le rôle du tube de synchronisation qui est un indicateur cathodique du modèle courant. On admet sur la grille une fraction de la tension produite en même temps que la tension fournie par l'étalon.

On observe alors des battements qui permettent d'amener les deux phénomènes périodiques à l'unisson. On peut prendre comme étalon le courant fourni par un diapason ou le même courant du secteur si la fréquence de celui-ci est contrôlée par l'observatoire.

La tension de sortie maximum à circuit ouvert est de l'ordre de 120 volts. La distorsion est, pour les fréquences supérieures à 100 périodes, principalement due à l'amplificateur. Elle demeure très faible — à cause de la contre-réaction — pour les faibles puissances.

Le taux d'harmonique augmente rapidement au-dessous de 100 hertz. Il est d'environ 5 % à 50 hertz et de 10 % à 20 hertz. Au-dessous il est impossible de considérer la tension comme sinusoïdale — ce qui n'a aucune importance pratique.

Un voltmètre amplificateur donne la tension disponible aux bornes de sortie, à un facteur près (1-10 ou 100). Celle-ci est parfaitement constante dans toute la gamme des fréquences usuelles (de 25 à 15 000 Hz[1]).

91-1. Générateur à réaction. Considérons un amplificateur (fig. 62-1) donnant un rapport d'amplification A, constant dans une large étendue de fréquence. Introduisons à l'entrée une certaine tension sinusoïdale. Nous obtiendrons à la sortie une tension sinusoïdale de même fréquence, mais d'amplitude plus élevée. En général ces deux tensions ne seront pas en phase. Si l'amplificateur est parfaitement linéaire, la tension de sortie est parfaitement sinusoïdale.

Dans ces conditions, on peut imaginer qu'on supprime le générateur G et qu'on alimente l'entrée par l'intermédiaire d'un dispositif déphaseur

1. Nous traiterons de la mesure des fréquences à l'oscillographe par les courbes de Lissajous (comparaison avec une fréquence étalon) au paragraphe 143, chapitre VII.

et atténuateur ramenant à l'entrée E la même tension que le générateur G, en amplitude et en phase.

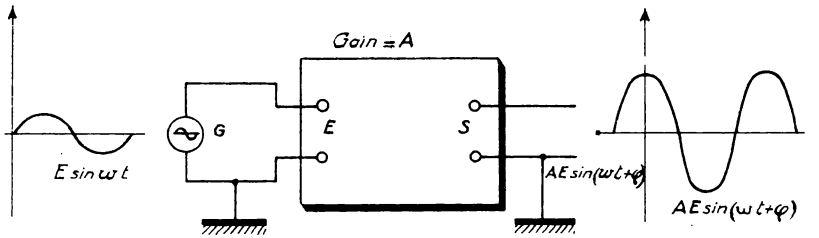


Fig. 62-1.

Dans ces conditions nous aurons réalisé un *oscillateur à réaction* (fig. 62-2). La forme pratique peut être celle que nous indiquons figure 62-3.

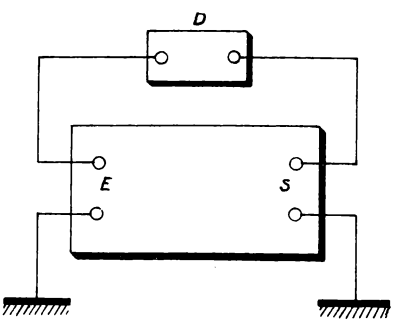


Fig. 62-2.

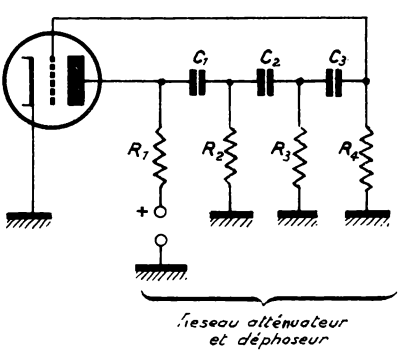


Fig. 62-3.

Pour que les oscillations soient entretenues il faut :

1° Que la réaction soit positive, c'est-à-dire pratiquement qu'il y ait concordance de phase entre les tensions d'entrée et de sortie.

2° Que le facteur de réaction, rA, produit du taux de réaction par le gain de l'amplificateur soit égal à 1.

Si ces deux conditions sont remplies simultanément pour un grand nombre de fréquences, le système produit des *oscillations très riches en harmoniques*, c'est-à-dire des oscillations de relaxation.

Si les deux conditions ne sont remplies simultanément que pour une seule fréquence, on obtient des *oscillations sinusoïdales*. On peut ainsi obtenir des oscillations très pures sans avoir recours à un circuit oscillant. Le déphasage et l'atténuation nécessaires peuvent être obtenus au moyen d'ensemble *résistance-capacité* ou *résistance-inductance*.

91-2. Réalisation pratique d'un oscillateur à réaction sinusoïdal. — En général il sera pratique de donner à la réalisation la forme indiquée figure 62-4. On prévoit ainsi deux boucles de réaction, l'une positive et

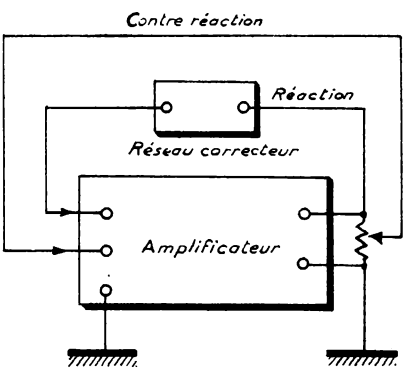


Fig. 62-4.

l'autre négative. On peut régler l'un ou l'autre taux, ce réglage étant parfois obtenu d'une manière automatique.

Dans une des boucles est inséré un réseau déphaseur de manière à rendre le taux de réaction global positif pour une seule fréquence.

La forme d'oscillation obtenue sera d'autant plus pure que le fonctionnement du système restera dans le domaine des caractéristiques linéraires et que, d'autre part, la variation de phase sera d'autant plus brutale autour de la fréquence choisie.

Ces oscillateurs sont particulièrement intéressants pour la production de fréquences relativement basses. De plus, s'ils sont correctement réglés à la limite d'entretien, ils produisent une onde sinusoïdale beaucoup plus pure que les oscillateurs utilisant un circuit accordé. Il est également possible d'obtenir des oscillations sinusoïdales à fréquence très basse (ce que ne permettent pratiquement pas les oscillateurs à circuit accordé).

91-3. Réseaux correcteurs. — Parmi les dispositifs permettant de respecter les conditions énoncées plus haut on peut indiquer le montage en « *T ponté* » (fig. 62-5) et le montage connu sous le nom de « *Pont de Wien* » (fig. 62-5 *b*). Les fréquences de « pseudo-résonance » sont indiquées sur les figures.

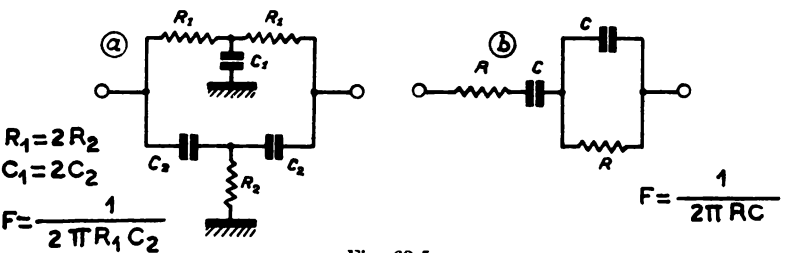


Fig. 62-5.

L'emploi du « *Pont de Wien* » est particulièrement commode, tout spécialement quand il s'agit d'un oscillateur à fréquence variable. On peut, par exemple, utiliser des capacités C fixes et faire varier la fréquence par « saut » en commutant les groupes de résistance R.

Si l'on veut obtenir une variation de fréquence continue, on utilisera un condensateur variable double en C et on fera varier R pour les différentes gammes.

91-4. Exemple de réalisation (fig. 62-6). — Un exemple de réalisation est donné sur la figure 6. L'amplificateur comporte un tube penthode EF 86 à grand gain et un tube de puissance EL 84.

Le circuit de réaction est connecté entre anode de sortie et grille d'entrée : il comporte le dispositif R-C monté en PONT DE WIEN et assure la réaction positive pour une seule fréquence. La variation de fréquence est obtenue au moyen d'un condensateur variable double. Le dispositif peut couvrir de quelques périodes par seconde à plus de 20 000, par gammes successives, obtenues par commutation des résistances R (commutation non représentée sur le schéma). Il est à noter qu'une seule graduation de C peut

servir pour toutes les gammes. La commutation correspondra tout simplement à des multiplicateurs comme 0,01, 0,1, 1, 10, etc.

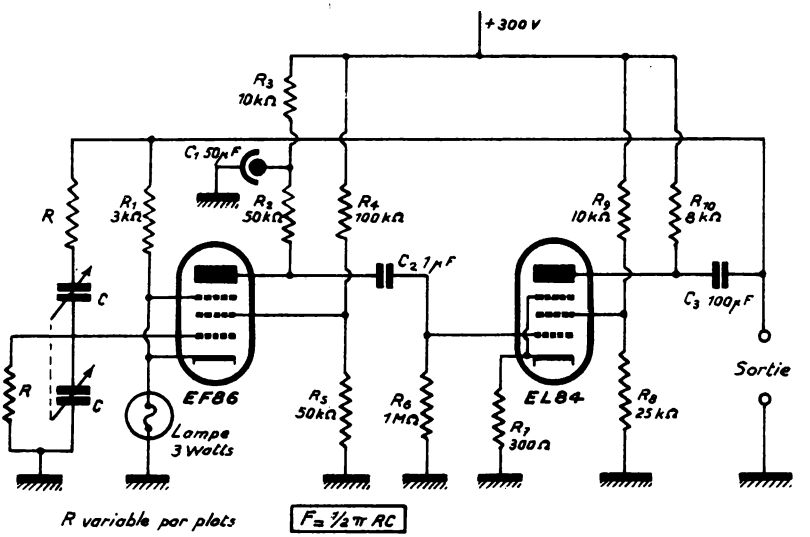


Fig. 62-6.

Il suffit, en effet, pour cela, que les différentes valeurs de R soient des multiples exacts de 10.

Le circuit de contre-réaction, connecté entre l'anode de sortie et *la cathode* du tube EF 86, est constitué par R_1 et une lampe à incandescence à filament métallique de 110 V-3 watts.

Grâce à cette disposition, l'amplitude des tensions de sortie est maintenue automatiquement constante.

En effet, toute augmentation de tension se traduit par une augmentation de courant dans la boucle de contre-réaction et, par conséquent, une augmentation de résistance du filament de la lampe. Ainsi la réaction négative augmente, ce qui a pour effet d'amener une réduction d'amplitude.

91-5. Oscillateur « GRID-DIP ». — L'expression américaine « GRID DIP » est à peu près intraduisible. Elle évoque tout simplement la variation (DIP) de courant de grille (GRID) que provoque l'absorption de puissance dans le circuit accordé d'un oscillateur.

En pratique, il s'agit d'un générateur hétérodyne de petites dimensions,

muni d'un appareil de mesure. Ce générateur est assez peu volumineux pour pouvoir être tenu à la main. Les bobines correspondant aux différentes gammes sont interchangeables. Un appareil type permet, par exemple, de couvrir la gamme 260-10 mégahertz en 4 ou 5 gammes. Nous donnons un schéma figure 62-7. Ce n'est pas un appareil de grande précision. Toutefois son emploi est extrêmement commode pour le réglage des circuits, la recherche des pannes, le dépannage, etc.

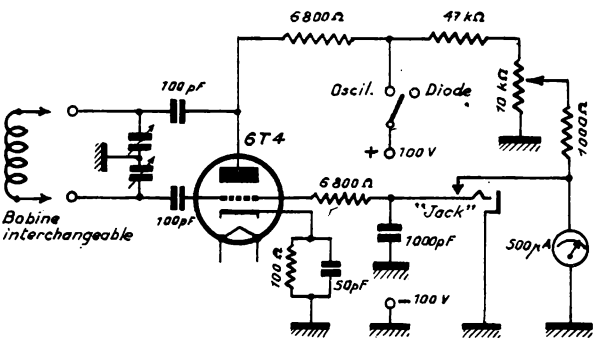


Fig. 62-7.

On peut utiliser l'appareil de plusieurs manières :

1° Comme oscillateur rayonnant.

2° Comme oscillateur à absorption. On couple alors la bobine extérieure avec le circuit dont on veut mesurer la fréquence. Celle-ci se révèle par une variation très nette du courant de l'oscillateur.

3° Comme ondemètre à diode. Pour déterminer la fréquence d'oscillation d'un générateur. L'énergie captée se traduit à la résonance, par une indication de l'appareil de mesure.

4° Comme ondemètre à détecteur.

Dans ce cas, au moyen d'un « jack » on intercale un téléphone dans le circuit du tube — qui agit alors comme un détecteur.

91-6. Oscillateur à transistor. — Les transistors se prêtent particulièrement bien à la production d'oscillations entretenues aux fréquences téléphoniques. On peut réaliser des oscillateurs fournissant des tensions à deux ou trois fréquences fixes. L'alimentation est fournie par une batterie de piles ou accumulateurs secs de quelques volts.

Nous donnons un schéma figure 62-8.

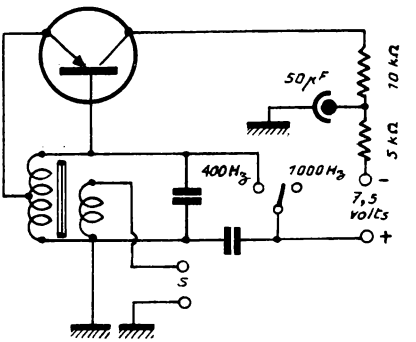


Fig. 62-8.

Un tel montage peut fournir environ 2 volts aux bornes d'une charge de 600 ohms.

Un tel appareil peut servir à l'alimentation des « ponts », par exemple.

CHAPITRE IV

Mesures sur les condensateurs.

92. Définitions. Unités. — Nous renvoyons nos lecteurs au tome I pour la définition et l'étude de la capacité en courant continu comme en courant alternatif. Nous nous bornerons à rappeler quelques notions fondamentales.

On dira que deux conducteurs présentent une capacité C si l'application d'une différence de potentiel V provoque le déplacement d'une quantité d'électricité q telle que l'on ait $q = CV$.

Si la différence de potentiel est variable, on produira un courant de déplacement d'une intensité instantanée i telle que :

$$i = C \frac{dV}{dt}$$

dV étant la variation de tension pendant le temps dt. S'il s'agit d'une tension alternative U_{eff} le condensateur sera traversé par une intensité de courant efficace I_{eff} telle que l'on ait :

$$U_{eff} = \frac{I_{eff}}{C\omega}$$

ω étant la pulsation ou $2\pi f$.

L'intensité est décalée de 90° *en avant* de la tension appliquée [1]. Il en résulte que la puissance alternative $U_{eff} I_{eff} \cos \varphi$ est nulle, puisque cos 90° est nul.

Pour une tension donnée, l'intensité est d'autant plus grande que la fréquence du courant est plus grande et la capacité plus importante.

L'unité de capacité dans le système électrostatique est le *centimètre*. On peut montrer, en effet, que, dans ce système, la capacité est homogène à une *longueur*.

Dans le système électromagnétique, l'unité est le *Farad*. C'est une unité énorme. Aussi utilise-t-on de préférence en radio des sous-multiples dont les plus usuels sont :

Le microfarad ou μF ou 10^{-6} Farad.

[1] Voir tome I, paragraphe n° 167.

Le millimicrofarad ou mμF ou 1/1 000 de μF ou 10^{-9} Farad, appelé aussi nanofarad ou nF.

Le micromicrofarad ou μμF ou 10^{-12} Farad, appelé picofarad ou pF.

En radio on utilise parfois l'unité électrostatique. On a les relations :

$$\left\{\begin{array}{l} 1\,\mu\mu F = 1\ pF = 0{,}9\ cm \\ 1\ cm \quad 1{,}1\ pF. \end{array}\right.$$

93. Pertes dans les condensateurs. — En appliquant une tension alternative aux bornes d'un condensateur il est facile de vérifier que

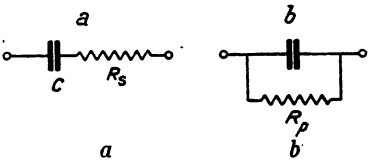


Fig. 63

l'intensité de courant n'est pas décalée exactement de 90° par rapport à la tension. Il en résulte qu'un condensateur, traversé par du courant alternatif, consomme une certaine *puissance électrique*. En d'autres termes, on dit qu'il y a des *pertes*.

Cette consommation d'énergie est due à deux causes principales.

a) défaut d'isolement entre les armatures;

b) pertes dans le diélectrique — on dit aussi : *hystérésis diélectrique*.

On pourra pratiquement considérer qu'un condensateur est équivalent à une capacité *pure* associée à une résistance. Cette dernière peut être supposée branchée en série ou en parallèle (fig. 63 *a* et *b*). Nous verrons

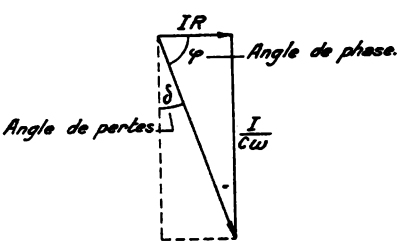


Fig. 63 *bis*.

plus loin que, pour un même condensateur, les valeurs de résistances série ou parallèle varient avec la fréquence.

Cette représentation nous permet de comprendre que le courant qui

traverse le condensateur est la résultante d'un courant en phase ou *watté* et d'un courant *déwatté*. On serait ainsi conduit à la construction vectorielle de la figure 63 *bis* correspondant à la figure 63 *a*.

Dans un condensateur donné, les pertes seront d'autant plus importantes que *l'angle de phase* φ sera plus petit. C'est pour cette raison qu'on préfère généralement utiliser le complément de l'angle de phase $\delta = \frac{\pi}{2} - \varphi$ qui est désigné sous le nom *d'angle de pertes* du condensateur. Plus l'angle de pertes sera petit et meilleur sera le condensateur. Sur la figure 63 on voit immédiatement que l'on a :

$$tg\,\delta = R_s\,C\omega.$$

Le *facteur de puissance* du condensateur est le *cosinus de l'angle de phase* ou, ce qui revient au même, *le sinus de l'angle de pertes*. Quand les pertes sont petites on fait une erreur négligeable en admettant que *facteur de puissance*, $tg\,\delta$ et δ sont égaux[1]. Dans ce cas, $R_s\,C\omega$ est le facteur de puissance. Toutefois, il ne faudrait pas étendre cette notion pour des angles de pertes importants ; on arriverait évidemment à des résultats absurdes puisque cos φ ne peut dépasser 1 alors que $tg\,\varphi$ peut prendre une valeur infiniment grande.

On peut montrer que le facteur de puissance d'un condensateur est indépendant de la fréquence et de la capacité dans de larges limites.

Les pertes dans le diélectrique étant généralement de beaucoup les plus importantes, le facteur de puissance donne donc finalement une mesure de la qualité du diélectrique.

On trouvera dans la table ci-dessous les valeurs moyennes du facteur de puissance d'un certain nombre de diélectriques usuels.

MATIÈRE	FACTEUR DE PUISSANCE (en centièmes ou %) mesure faite avec f = 1000 k c/s	MATIÈRE	FACTEUR DE PUISSANCE (en centièmes ou %) mesure faite avec f = 1000 k c/s
Bakélite.....	3 à 7	Mica.....	0,04 à 0,01
Calan.....	0,03	Paraffine.....	0,03
Calit.....	0,03	Quartz.....	0,01
Celluloïd.....	4,2	Quartz fondu.	0,02
Ébonite.....	0,5 à 1	Stéatite.....	0,5 à 0,2
Fibre rouge..	4,89	Ultra-Calan..	0,01
Fréquenta ...	0,03	Ultra-stéatite.	0,06 à 0,1
Fréquenta D.	0,019	Verre.....	0,3 à 0,9
Isolantite.....	0,18		

1. Il faut, naturellement, exprimer δ en *radians* et non en *degrés*.

94. Relation entre les coefficients de pertes. — Pour une fréquence donnée, les pertes dans un condensateur peuvent être mesurées soit par le facteur de puissance, soit par l'angle de pertes, la résistance série ou la résistance parallèle. Il est nécessaire de pouvoir passer d'un coefficient à l'autre.

On a déjà :

$$tg\ \delta = R_s C\omega.$$

D'où

$$R_s = \frac{tg\ \delta}{C\omega}.$$

On trouverait aussi facilement :

$$R_p = \frac{1}{tg\ \delta\ C\omega}$$

et

$$R_s = \frac{1}{R_p\ (C\omega)^2}$$

$$R_p = \frac{1}{R_s\ (C\omega)^2}.$$

Le facteur de puissance sin δ et par conséquent $tg\ \delta$ étant indépendant de la fréquence, il en résulte que la résistance série varie en raison inverse de la fréquence. Pratiquement, on observera que ce n'est que partiellement exact.

95. Calcul direct de la capacité. — On peut assez facilement établir les formules qui donnent la capacité d'un condensateur de forme simple en fonction de ses dimensions et de la *constante diélectrique.*

Ainsi la capacité d'un condensateur formé par deux armatures planes et parallèles écartées de e est :

$$C = \frac{KS}{4\pi e}.$$

K étant égal à 1 dans le vide (et pratiquement dans l'air) il suffit, en théorie, de déterminer S et e pour connaître C.

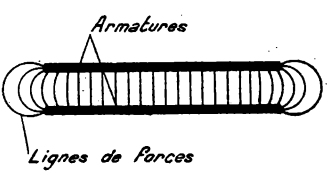


Fig. 64.

La formule théorique précédente donnera rarement des résultats précis, à moins de prendre des précautions toutes spéciales.

Elle suppose, en effet, que le champ électrique entre les armatures est parfaitement uniforme. Or, il n'en est pas ainsi, au voisinage des bords (fig. 64), ce qui introduit une cause d'erreur importante.

On peut, dans une certaine mesure, pallier à cet inconvénient en munissant les armatures *d'anneaux de garde* qui empêchent la déformation du champ électrique.

96. Méthodes de mesure directe. — 1° *Méthode des charges ou des décharges* (fig. 65).

C'est la méthode qui découle immédiatement de la formule $q = CV$.

En plaçant le commutateur dans la position 1 on charge le condensateur

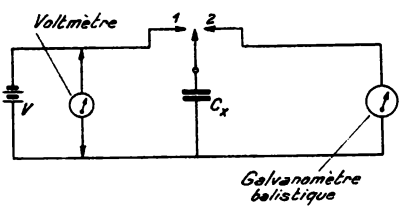


Fig. 65.

à la tension V qu'on connaît par l'indication du voltmètre. On passe rapidement à la position 2 et le condensateur, en se déchargeant dans le galvanomètre balistique, provoque une élongation qui est une mesure de la charge Q.

On peut donc en déduire C puisque $C = \frac{q}{V}$.

Cette méthode n'est applicable qu'à des capacités relativement grandes. Avec les capacités usuelles utilisées aux radio-fréquences (C de l'ordre de 500 pF) on serait amené à employer une tension extrêmement élevée pour que q soit facilement mesurable, les pertes par défaut d'isolement introduiraient alors une erreur importante.

La méthode suppose que le condensateur n'ait pas le temps de se décharcher d'une manière appréciable quand on manœuvre le commutateur de 1 en 2.

D'autre part, la résistance du circuit galvanométrique doit être assez faible pour que la décharge soit instantanée — ce qui est réalisé en pratique.

De la même manière, on pourrait mesurer la quantité d'électricité qui traverse le galvanomètre pendant la charge.

La même méthode pourra servir à comparer deux condensateurs —

dans l'hypothèse où on ne connaît point la constante du galvanomètre ni la tension V.

On a pour le premier $q_1 = C_1V = K\alpha_1$.

K étant la constante inconnue et α_1 l'élongation.

Dans le second : $q_2 = C_2V = K\alpha_2$;

d'où $$\frac{C_1V}{C_2V} = \frac{K}{K}\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \text{ ou } \frac{C_1}{C_2} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}$$

Il suffit de connaître l'une des capacités.

97. Mesures en courant alternatif. — *Méthode directe.* Un autre procédé de mesure est donné par l'application de la formule :

$$I_{eff} = E_{eff}\, C\omega.$$

d'où l'on tire $$C = \frac{I_{eff}}{E_{eff}\omega}$$

Connaissant la tension E et la fréquence ($\omega = 2\pi f$) il suffit de mesurer l'intensité de courant qui traverse le condensateur pour connaître la

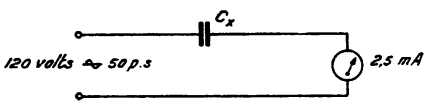


Fig. 66.

capacité. Nous avons donné dans le tome I, en appendice du chapitre XIII, une règle qui permet d'appliquer mentalement cette méthode.

L'impédance d'un condensateur de 1 *microfarad à* 100 *hertz est de* 1 600 *ohms environ. A* 50 *périodes, elle serait évidemment de* 3 200 *ohms.*

A l'aide de cette donnée on peut connaître la valeur d'une capacité d'après l'intensité qui la traverse sous une tension donnée.

Soit, par exemple, un secteur 120 volts, 50 hertz .Un condensateur C_x est traversé par 2,5 mA. Quelle est sa capacité? (fig. 66).

La réponse est : $\frac{3\,200 \times 0{,}0025}{120}$ ou 0,066 µF (microfarads)

Ce calcul nous montre que la méthode n'est applicable qu'aux capacités relativement grandes, à moins de pouvoir utiliser un microampèremètre alternatif et des tensions assez élevées.

Beaucoup de capacimètres à lecture directe utilisent tout simplement le schéma figure 66. Pour une fréquence et une tension données, le cadran de l'appareil de mesure peut être directement gradué en valeurs de capacité. L'appareil de mesure est généralement un galvanomètre à redresseur.

La méthode est dangereuse à utiliser avec des condensateurs douteux. En cas de court-circuit ou de claquage, l'appareil de mesure est directement branché aux bornes du secteur. Il en résulte sa mise hors service. Il est donc indispensable de prévoir un dispositif protecteur quelconque.

98. Mesures comparatives. — Les autres méthodes de mesures consisteront à comparer la grandeur de la capacité à une autre valeur électrique connue.

Le plus simple sera de disposer d'un condensateur étalon. Mais il existe aussi des méthodes permettant de comparer la capacité à un coefficient de self-induction ou d'induction mutuelle.

Plus exactement, on comparera le produit du carré d'une résistance et d'un condensateur (CR^2) à un coefficient de self-induction ou d'induction mutuelle. Il est facile de montrer à l'aide des équations aux dimensions [1] que ces quantités sont homogènes. De même, on peut comparer une constante de temps (CR) à un temps t.

99. Condensateurs étalons. — Pour les mesures courantes, le plus simple est d'utiliser quelques étalons de capacité. Pour que leur valeur soit rigoureusement invariable il est nécessaire que les électrodes soient indéformables. Remarquons que la capacité de nombreux condensateurs dits « fixes » n'est pas rigoureusement invariable.

Le diélectrique doit avoir des pertes aussi faibles que possible. Il doit aussi avoir une constante diélectrique invariable dans les limites habituelles de la température ou de l'humidité atmosphérique.

Les armatures seront en métal bon conducteur. La capacité devra être aussi « pure » que possible. Certains condensateurs sont constitués par un enroulement, en spirale, des deux armatures, séparées par une feuille de papier. Le coefficient de self-induction n'est pas négligeable et son influence peut introduire des erreurs importantes dans les mesures.

On utilisera de préférence des condensateurs étalons au mica dont l'angle de perte est très petit quand ils sont bien réalisés.

Pour les faibles valeurs, on peut employer des condensateurs à air fixes ou variables. Les seconds seront particulièrement commodes. On pourra étalonner la capacité en fonction de l'angle rotor-stator. Toutefois la précision ne saurait être aussi grande que pour un condensateur fixe. Il faut, en effet, tenir compte du jeu inévitable, des erreurs de lecture, des dilatations, déformations, etc...

Les condensateurs variables de précision sont munis de commandes

1. Voir tome I, Appendice IV du chapitre N.

micrométriques et de verniers, de manière à rendre l'erreur de lecture aussi faible que possible.

100. Pont de Sauty (fig. 67). — Le pont de Sauty est la transposition du Pont de Wheastone en courant alternatif. Une des branches est constituée par une résistance R_1 et un condensateur C_e dont on connaît la grandeur. L'autre branche comporte une seconde résistance R_2 et un condensateur C_x. Une des diagonales est alimentée en courant alternatif à

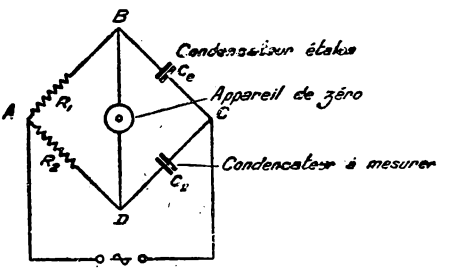


Fig. 67.

fréquence musicale et l'autre comporte un appareil de zéro qui peut être un simple téléphone, un galvanomètre à redresseur, etc. Il peut aussi comporter un dispositif amplificateur avec un indicateur quelconque (appareil de zéro, indicateur cathodique, etc.).

La condition d'équilibre du Pont est :

$$R_1 C_e = R_2 C_x,$$

d'où

$$C_x = \frac{R_1}{R_2} \times C_e.$$

101. Précision des mesures au Pont. Dispositif de Wagner. — Les mesures au Pont de Sauty permettent d'obtenir une précision considérable quand certaines précautions sont prises.

Il faut, tout d'abord, utiliser, de préférence, des tensions d'alimentation sinusoïdales. Les *vibreurs* ou *buzzers*, alimentés par piles sèches, n'ont que l'avantage de la simplicité. Ils fournissent des tensions très impures. On peut filtrer le courant qu'ils donnent. Mais il est bien préférable d'avoir recours à un oscillateur à lampes.

D'autre part, il faut éviter les capacités parasites et les couplages entre les différentes branches du Pont. Ces conditions seront plus facilement remplies si tous les éléments du montage, au lieu d'être épars sur une table, sont montés dans un coffret blindé. Il faut également éviter les

capacités entre le circuit d'alimentation et le Pont, ainsi que les couplages par induction entre les différents transformateurs.

L'influence des capacités parasites sera particulièrement importante si les branches du Pont sont d'impédance très différente, c'est-à-dire, en somme, si la grandeur de Cx est très différente du condensateur C_e.

Le zéro sera beaucoup plus précis non seulement si C_e est peu différent de C_x, mais encore si l'impédance de R_2 est du même ordre de grandeur que celle de C_e. On pourra donc, soit prévoir des branches différentes, soit utiliser des fréquences d'alimentation variables avec les grandeurs à mesurer. L'impédance d'un condensateur de 0,1 µF est de 16 000 ohms

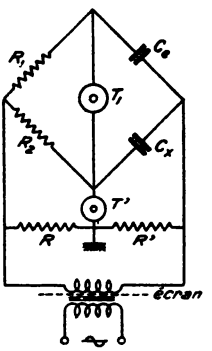


Fig. 68.

à 100 hertz, elle ne sera que de 1 600 à 1 000 hertz et de 160 ohms à 10 000 hertz.

Lorsqu'on veut effectuer des mesures de haute précision, il faut avoir recours au dispositif de Wagner qui permet, en quelque sorte, de neutraliser les capacités parasites. Il consiste à équilibrer la tension d'alimentation de telle sorte que la branche d'équilibre (BD) soit à la tension du sol.

On contrôle ce résultat à l'aide d'un second appareil de zéro (fig. 68) et, pour l'obtenir, on agit sur les deux résistances R et R'.

On procède pratiquement de la manière suivante :

1° On réglera R_1R_2 pour obtenir le minimum de l'appareil T_1.

2° On réglera RR' pour amener T' au minimum d'audition.

3° On cherchera à améliorer le silence de T_1 en agissant de nouveau sur R_1R_2.

4° On continuera cette manœuvre jusqu'au moment où le silence des deux appareils T_1 et T' sera aussi parfait que possible. Les valeurs de RR' n'interviennent pas dans la mesure.

102. Mesure des pertes dans le condensateur. — En même temps qu'il permet de mesurer la capacité, le Pont de Sauty permet de mesurer les coefficients de pertes du condensateur. Nous avons signalé plus haut qu'on pouvait considérer un condensateur imparfait comme l'association d'un condensateur parfait C_x (fig. 69) et d'une résistance série R_x.

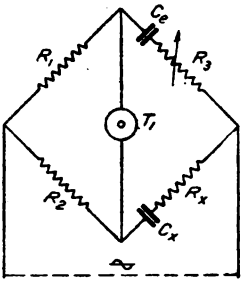


Fig. 69.

Si le condensateur a des pertes, on observe que le réglage des bras du Pont n'apporte pas un silence parfait mais permet simplement de trouver un minimum d'audition ou de déviation. Si l'on introduit une résistance ajustable en série avec C_e, on peut parfaire le silence en retouchant successivement à R_3 et à R_1 ou R_2. Dans ces conditions les équations du Pont sont :

$$\text{et} \begin{cases} C_x = \dfrac{R_1}{R_2} C_e \\ R_x = \dfrac{R_2}{R_1} \times R_3. \end{cases}$$

On peut donc aussi déterminer, très simplement, la valeur de la résistance série à la fréquence de la mesure et, à l'aide des formules précédentes, calculer le facteur de puissance ou l'angle de pertes.

103. Pont de Schering. — Certains ponts industriellement réalisés utilisent le montage de Schering (fig. 70). Le condensateur à mesurer

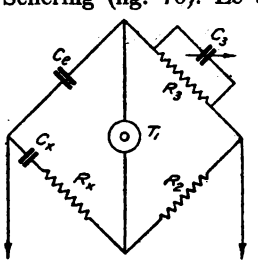


Fig. 70.

est C_x et sa résistance série est R_x. C_e est un condensateur étalon qui peut être variable ou non. C_3 est un condensateur variable gradué directement en « facteur de puissance » pour une fréquence d'alimentation donnée.

Les équations d'équilibre du Pont sont les suivantes :

$$C_x = C_e \frac{R_3}{R_2}$$

$$R_x = \frac{C_3}{C_x} \times R_3.$$

Mais nous avons établi plus haut que :

$$R_x = \frac{\operatorname{tg} \delta}{C_x \omega} \text{ pour un condensateur } C_x, \text{ d'où } \frac{\operatorname{tg} \delta}{C_x \omega} = \frac{C_3}{C_x} \times R_3.$$

d'où, enfin : $\operatorname{tg} \delta = \omega \times C_3 \times R_3$.

On peut donc graduer directement C_3 en *tg* δ, puisque ω et R_3 peuvent être fixes. Si la fréquence d'alimentation est différente la valeur de *tg* δ sera proportionnelle à cette fréquence.

Mesure des capacités en haute fréquence.

104. Résonance. Substitution. — Si l'on associe la capacité inconnue C_x à une inductance connue L_1, on constitue un circuit oscillant dont on peut déterminer la fréquence propre à l'aide d'un ondemètre. En appliquant la formule de Thomson, on déterminera ainsi la capacité inconnue C_x. Mais il s'agit là d'une méthode plus théorique que pratique. Il y a de nombreuses causes d'erreurs, et, en particulier, la valeur de L est souvent difficile à connaître avec précision, car il ne faut tenir compte, non seulement du coefficient de self-induction du bobinage, mais encore de sa capacité répartie, de celle des connexions, etc...

En pratique, il sera plus précis de comparer le condensateur C_x à un condensateur variable étalonné. On pourra procéder de la manière sui-

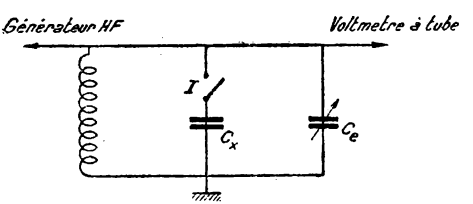


Fig. 71.

vante. Le condensateur variable étalon C_e (fig. 71), dont la capacité est plus grande que C_x, constitue un circuit oscillant avec une inductance quelconque L. Un interrupteur I permet de connecter en parallèle le conden-

sateur à mesurer C_x. Le circuit ainsi constitué est excité par un générateur hétérodyne et l'on mesure la tension à l'aide d'un voltmètre amplificateur.

Après avoir placé C_e au maximum on règle l'hétérodyne à la résonance. Puis on connecte C_x à l'aide de I. Pour retrouver le réglage de résonance, il faut diminuer C_e précisément de la valeur de C_x. L'appareil peut être à lecture directe puisqu'à chaque position de l'aiguille de C_e correspond une valeur de C_x. Cette méthode peut être très précise si les capacités parasites ont été éliminées par construction.

105. Appréciation de l'angle de pertes. — Cette méthode permet, de plus, de mesurer l'angle de pertes de la capacité C_x. On peut déjà avoir une appréciation immédiate de la qualité du condensateur en observant l'amplitude de la tension de résonance. Si elle demeure du même ordre de grandeur pendant les deux expériences, c'est que les angles de pertes de C_x et de C_e sont comparables. Mais on peut aussi obtenir une mesure quantitative.

106. Mesure de l'angle de pertes.

On procédera de la manière suivante :

1° On réglera à la résonance avec C_e, puis on cherchera quelle variation de capacité ΔC_e est nécessaire pour réduire l'amplitude de moitié, dans le cas d'un voltmètre amplificateur « square law » ou dans le rapport $\frac{1}{\sqrt{2}}$ dans le cas d'un voltmètre amplificateur linéaire.

2° On recherchera la résonance après avoir branché C_x en parallèle et cette mesure donnera la grandeur de C_x.

3° On déterminera ΔC_x, variation de capacité nécessaire pour réduire la nouvelle amplitude de moitié ou dans le rapport $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

L'angle de pertes, s'il est assez petit, sera donné par [1] :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\Delta C_x - \Delta C_e}{C_x}$$

Il est indispensable que le couplage avec le générateur hétérodyne demeure rigoureusement constant pendant cette série d'opérations.

107. Cas où la capacité à mesurer est plus grande que l'étalon. — Une variante de la méthode figure 71 est indiquée figure 72. Le condensateur C_e a été réglé à la résonance avec C_x en court-circuit. On introduit

1. Pour l'établissement de cette formule, voir : Abadie, *Les Mesures en Radioélectricité*, pages 45-46-47-48. E. Chiron, éditeur.

C_x en série. Il faut augmenter C_e pour trouver de nouveau la résonance. Cette variation de capacité permet donc de déterminer C_x.

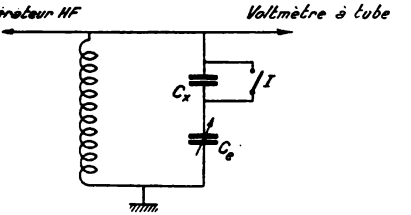


Fig. 72.

Cette méthode permet de mesurer le condensateur C_x dont la valeur est plusieurs fois plus grande que C_e. Mais sa précision n'est pas très grande, particulièrement lorsque C_x devient beaucoup plus grand que C_e.

Condensateurs électrochimiques.

108. Généralités. — On utilise de plus en plus les condensateurs électrochimiques, car ils permettent de réaliser d'énormes capacités sous de très faibles encombrements. Le prix de revient en est peu élevé.

Ces condensateurs [1] sont constitués par une électrode d'aluminium baignant dans un électrolyte. Sous l'influence de l'électrolyse une couche d'alumine se forme à la surface de l'anode qui se trouve ainsi isolée. L'épaisseur du diélectrique étant extraordinairement mince et son pouvoir inducteur spécifique assez élevé, il en résulte que la capacité par unité de surface peut atteindre des valeurs considérables.

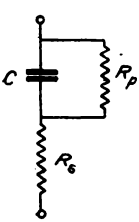


Fig. 73.

Mais la capacité ainsi formée n'est pas une pure capacité. Il y a toujours *un courant de fuite* et une résistance série, si bien que l'image électrique exacte d'un condensateur électrolytique peut être schématisée comme sur la figure 73.

La durée de vie du condensateur dépend en grande partie des valeurs de Rp et Rs; il importe donc de pouvoir déterminer ces valeurs.

109. Mesure de la capacité et du facteur de puissance. Variation avec la fréquence. — On pourra mesurer la capacité des condensateurs électrochimiques en utilisant, par exemple, le Pont de Sauty. Il faudra, toutefois, modifier le Pont de telle sorte qu'une tension continue de

1. Voir tome I, paragraphes nos 254 à 263.

polarisation soit appliquée entre les bornes du condensateur pendant la mesure. Le condensateur étalon sera un excellent condensateur au papier dont les pertes seront négligeables aux fréquences considérées.

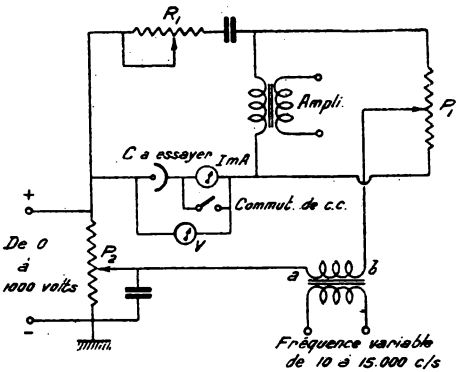


Fig. 74.

Le schéma d'un dispositif de mesure complet est tracé figure 74. On constatera qu'en règle générale la capacité effective diminue quand la fréquence augmente (fig. 75). Cette variation est plus ou moins grande

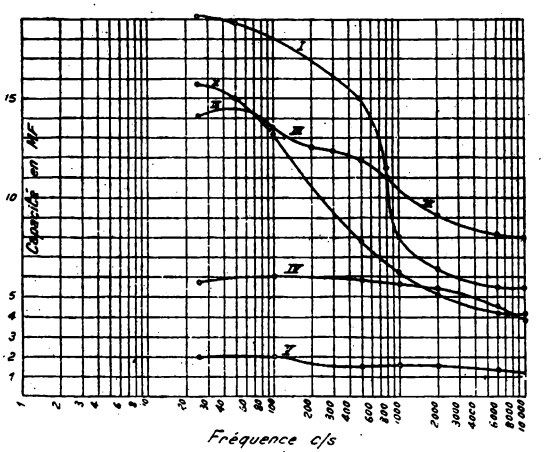


Fig. 75.

avec différentes fabrications. Alors qu'elle ne dépasse pas quelques centièmes entre 25 et 10.000 Hz pour certain modèle, il en est d'autres dont la variation est, par exemple de 90 %. *En haute fréquence de tels condensateurs peuvent se comporter comme des résistances pures.*

Le facteur de puissance est également très variable pour différents échantillons. Les meilleurs modèles ont un facteur de puissance comparable à celui des condensateurs au papier (de l'ordre de 0,01). Par contre, d'autres modèles ont un facteur de puissance qui atteint et dépasse 0,7, ce

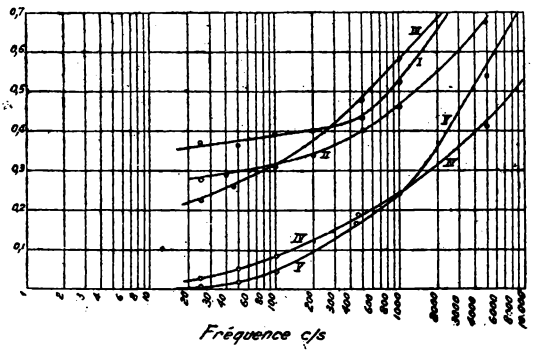


Fig. 76.

qui correspond à une composante wattée aussi importante que la composante déwattée (cos $\delta = 0{,}7$ ou $\delta = 45°$).

On peut observer que le facteur de puissance devient moins favorable quand la fréquence augmente (fig. 76). S'il s'agissait d'un condensateur au papier on observerait que le facteur de puissance est sensiblement indépendant de la fréquence.

110. Mesure du courant de fuite et de la tension maximum. — Les condensateurs électrochimiques sont prévus pour fonctionner sous une

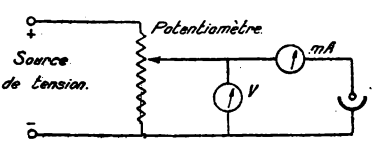


Fig. 77.

tension déterminée qu'il importe de ne pas dépasser, sinon le courant de fuite prend des valeurs inadmissibles.

Il est important de relever la courbe de l'intensité du courant de fuite en fonction de la tension appliquée. On utilisera pour cela le dispositif simple de la figure 77.

Un voltmètre permet de mesurer la tension et un milliampèremètre indique l'intensité du courant de fuite.

On commence par appliquer une tension relativement faible que l'on augmente progressivement. Chaque augmentation de tension provoque une brusque augmentation d'intensité suivie d'une diminution lente. Ce phénomène est dû à la charge du condensateur et à la formation de la pellicule isolante.

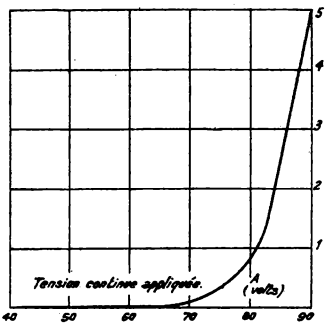


Fig. 78.

A partir d'une certaine tension on constate que l'augmentation brusque d'intensité est suivie, non plus d'une diminution lente, mais, au contraire, d'une augmentation plus lente. C'est l'indice que la pellicule isolante commence à céder sous la tension. On peut donc considérer que cette dernière est la *tension de pointe*. La tension de régime doit être inférieure d'au moins 10 à 15 % de la valeur ainsi déterminée.

La figure 78 représente la variation de l'intensité de fuite (milliampères) en fonction de la tension pour un échantillon.

111. Mesures spéciales. — Les capacités parasites entre les électrodes d'une lampe jouent un rôle généralement néfaste sur le fonctionnement. Il est donc intéressant de pouvoir les mesurer. Dans les tubes modernes, il s'agit de capacité *extrêmement petite*, de l'ordre d'une fraction, parfois très faible, de micromicrofarad et c'est là l'origine d'une première difficulté.

Une seconde difficulté vient du fait qu'il y a en général plusieurs électrodes et que chacune d'elles présente une capacité par rapport aux autres. Or, ces différents condensateurs ne sont guère séparables.

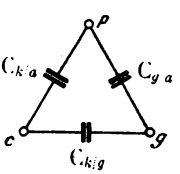


Fig. 79.

Proposons-nous, par exemple, de mesurer la capacité $C_{g\,a}$ c'est-à-dire qui existe entre l'anode et la grille de commande d'un tube penthode.

Pratiquement, la grille écran, la grille d'arrêt, la cathode et la métallisation de l'ampoule sont au même potentiel de haute fréquence. Nous sommes donc en présence de trois électrodes et nous pouvons représenter schématiquement les différentes capacités comme sur la figure 79.

Si nous mesurons directement la capacité entre a et g le résultat de la mesure sera faussé par le fait que les deux capacités en série $C_{k\,a}$ et $C_{k\,g}$ sont en parallèle avec notre condensateur $C_{g\,a}$.

On pourrait tenir de ce fait, en écrivant un groupe de trois équations de la forme :

$$\left\{ C_{g\,a} + \frac{C_{k\,g} \quad C_{k\,a}}{C_{k\,g} + C_{k\,a}} = \text{quantité mesurée, etc...} \right.$$

En résolvant le système, on obtiendrait chacune des capacités cherchées. Mais la méthode n'est point directe.

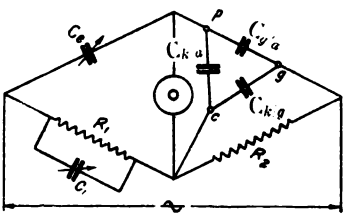


Fig. 80.

La solution donnée par une adaptation du Pont de Sauty est beaucoup plus élégante. Le branchement est indiqué figure 80.

On se propose de mesurer la capacité $C_{g\,a}$. On voit que la capacité $C_{k\,a}$ shunte l'appareil de zéro et est, par conséquent, sans influence sur l'équilibre du Pont.

On obtient le silence en agissant sur C_1 et sur le rapport R_1/R_2. Les équations d'équilibre sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{ep} = \dfrac{R_1}{R_2} \times C_e \\ C_{cg} = \dfrac{R_1}{R_2} \times C_1 \end{array} \right.$$

On obtient donc ainsi deux des capacités de la lampe. On peut obtenir la troisième en inversant le branchement.

Comme il s'agit de capacités très petites, il faut prendre des condensateurs étalons très petits, et utiliser du courant à fréquence relativement élevée.

CHAPITRE V

Mesures des impédances

Mesures sur les enroulements et les circuits oscillants.

112. Généralité. — Pour définir électriquement un enroulement quelconque, il faut mesurer, non seulement son coefficient de self-induction et sa résistance effective, mais encore un troisième coefficient qui est la *capacité répartie.*

Il est de facile vérifier qu'un bobinage possède une longueur d'onde

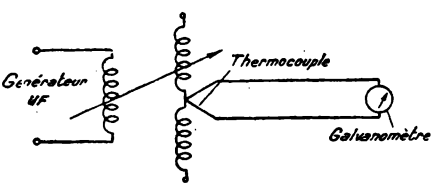


Fig. 81.

propre. On peut faire cette démonstration en introduisant un thermocouple au milieu d'une bobine couplée avec un générateur hétérodyne (fig. 81). Le courant qui traverse le thermocouple passe par un maximum très net pour une certaine fréquence. On peut faire plus simplement cette expérience, mais d'une manière moins frappante, en observant la réaction de la bobine sur le générateur de haute fréquence.

L'image électrique d'un bobinage est donc celle de la figure 82 dans la-

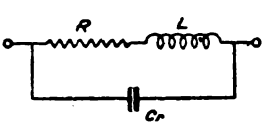


Fig. 82.

quelle R est la résistance de la bobine, L son coefficient de self-induction qu'on désigne encore souvent sous le nom d'*inductance vraie* ou *inductance propre* et C, *la capacité propre* ou *capacité répartie* de la bobine.

La résistance R est un coefficient de pertes qui croît avec la fréquence, et qu'il ne faut pas confondre avec la résistance en courant continu. Un chiffre

mesuré dans certaines conditions n'est valable qu'à la fréquence de la mesure.

L ne dépend pas de la fréquence, s'il s'agit d'une bobine à air. Mais, s'il y a un circuit magnétique à fer, L peut varier aussi bien avec l'intensité du courant qu'avec sa forme.

C_r est la capacité qu'il faut brancher aux bornes d'une bobine d'inductance pure, égale à celle de la bobine considérée, pour obtenir la même longueur d'onde propre. C_r dépend du diamètre du fil, de l'épaisseur de l'isolant et de sa nature, de la nature du support, de la forme de la bobine, etc.

Il arrive souvent qu'on néglige la capacité répartie de l'enroulement, car la réactance de capacité est très différente de la réactance de self-induction, pour les fréquences où l'on utilise habituellement la bobine. On est ainsi amené à considérer *l'inductance apparente* de la bobine, qui est telle que l'on ait :

$$L_a = \frac{L}{1 - LC_r\omega^2}.$$

D'après cela, il est clair que l'inductance apparente puisse varier avec la fréquence et qu'en conséquence, pour être rigoureux, il faut toujours préciser à quelle fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$ a été faite la mesure[1].

113. Mesure de λ_0 et de C_r et de L. — On peut mesurer λ_0 et C_r à l'aide d'un ondemètre hétérodyne et d'un condensateur variable étalonné.

On a, en effet, d'après la formule de Thomson :

$$\lambda = 60\sqrt{L_aC}$$

λ étant exprimé en mètres; L_a en microhenrys et C en millièmes de microfarad ou nF pour une valeur quelconque de C ou

$$\lambda^2 = 3\,600\ L_aC.$$

La courbe qui représente la variation du carré de la longueur d'onde en fonction de la capacité totale C *est donc une droite qui passerait par le point zéro*, s'il était possible de faire C égal à zéro.

S'il y a une partie de C que nous pouvons faire varier, il en est une autre à laquelle nous ne pouvons pas toucher : c'est la capacité répartie C_r. Si nous appelons C_v la partie variable nous aurons, en définitive,

$$\lambda^2 = 3\,600\ L(C_v + C_r).$$

C'est l'équation d'une droite qui ne passe plus par le point d'abscisse zéro, mais par un point d'abscisse $-C_r$. D'où la méthode suivante :

Nous mesurerons la longueur d'onde obtenue avec différentes valeurs

1. L et L_a, pour une bobine donnée, sont d'autant plus voisins que la mesure a été faite à une longueur d'onde plus élevée.

de capacité, C_1, C_2, etc..., et nous pourrons ainsi tracer la droite λ^2 (fig. 83). L'endroit où elle coupera l'axe des ordonnées nous donnera une mesure de la longueur d'onde propre.

Le point d'intersection avec l'axe des abscisses nous donnera la valeur de la capacité répartie C_r.

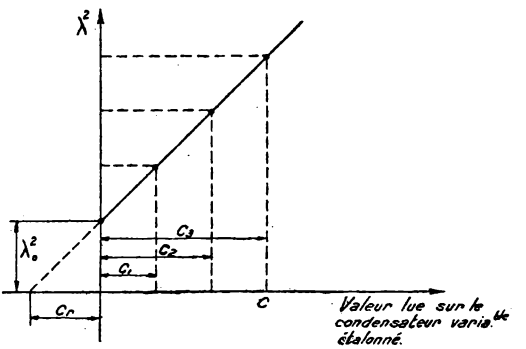


Fig. 83.

De ces deux valeurs nous pourrons facilement déterminer λ_0 et C_r.

114. Comparaison avec un étalon d'inductance. — Les méthodes de comparaison à l'aide d'un pont sont parfaitement applicables à la mesure d'un coefficient de self-induction. On notera qu'on mesure, dans ce cas, l'inductance apparente à la fréquence d'alimentation du Pont. Il faut naturellement disposer d'un étalon d'inductance. Le Pont utilisé aura par exemple la forme de la figure 84.

L_e est l'inductance étalon. R_e est une résistance variable. L_x est l'inductance à mesurer dont la résistance R_x est également inconnue.

Les équations d'équilibre du Pont sont les suivantes :

$$\frac{L_x}{L_e} = \frac{R_x}{R_e} = \frac{R_1}{R_2}$$

d'où l'on peut déduire

$$L_x = L_e \frac{R_1}{R_2}$$

$$R_x = R_e \frac{R_1}{R_2}$$

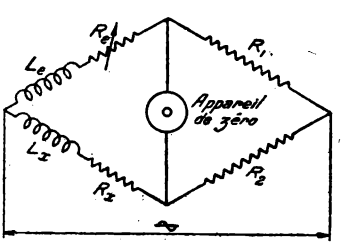


Fig. 84.

R est un terme qui est la somme de la résistance de l'étalon à la fréquence considérée et d'une résistance additionnelle qui a été ajustée pour

obtenir l'équilibre parfait du Pont. Cela suppose naturellement qu'à la fréquence de la mesure la résistance de l'étalon est inférieure à celle de la bobine inconnue. S'il en était autrement, on ajouterait la résistance additionnelle du côté de L_x et on obtiendrait encore l'équilibre du Pont.

Il peut être intéressant, dans certains cas, de faire traverser l'inductance L_x par un courant continu (cas des inductances à fer destinées au filtrage).

115. Pont de Maxwell. — On utilise aussi parfois le pont de Maxwell dont le schéma est donné figure 85. Le coefficient de self-induction est

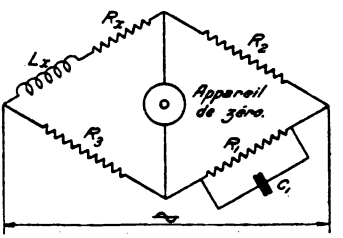


Fig. 85.

comparé à un condensateur en parallèle avec une résistance. On démontre que ce dispositif consiste à comparer un coefficient L au produit d'une capacité par le carré d'une résistance.

Les équations d'équilibre du Pont sont :

$$\begin{cases} L_x = R_2 R_3 \times C_1 \\ R_x = \dfrac{R_2 R_3}{R_1} \end{cases}$$

Cette méthode a une grande importance théorique. Nous avons en effet signalé [1] qu'on pourrait difficilement faire des mesures absolues de capacité. Par contre, on peut assez facilement réaliser des étalons absolus d'induction mutuelle, et, en utilisant ceux-ci, des étalons absolus d'inductance. La méthode de la figure 85 permet de comparer ceux-ci à une capacité.

116. Méthode de substitution. Inductance variable. — Cette méthode utilise une inductance variable étalon qui est un variomètre, c'est-à-dire un ensemble de deux enroulements dont on peut faire varier le couplage. On peut obtenir deux séries de valeurs variables d'une manière continue en connectant les bobines soit en série, soit en parallèle. Pour que

1. Voir n° 95, de ce tome III.

les pertes ne soient pas trop élevées dans cette dernière combinaison, il est indispensable que les inductances de chacun des enroulements soient égales.

Nous nous bornerons à exposer le principe de la mesure. Dans une des branches du Pont on introduit l'inductance à mesurer et l'inductance variable étalon.

Dans une autre branche, on introduit une inductance du même ordre de grandeur que les inductances placées dans l'autre branche. On équilibre le Pont.

Après quoi, on met l'inductance à mesurer en court-circuit et on refait l'équilibre en ajoutant une résistance, et, en agissant sur l'inductance variable. La variation d'inductance donne la valeur de L et la variation de résistance celle de R_2.

117. Précautions à prendre pour les mesures au Pont. — Ce qui a été indiqué plus haut pour les mesures de capacite est encore valable. Il faut éviter soigneusement tout couplage entre les divers éléments du Pont. Ce résultat sera plus délicat à obtenir avec des inductances qui ont souvent un champ extérieur très important, appréciable à une distance assez grande.

De plus, il est possible d'enfermer complètement des condensateurs dans des blindages sans modifier leurs caractéristiques. Il n'en est pas de même pour des bobinages. La présence d'un blindage ou même le simple voisinage d'une masse métallique peuvent modifier dans une mesure importante aussi bien le coefficient de self-induction que la résistance et la capacité répartie.

L'emploi d'un dispositif de Wagner est souvent indispensable.[1]

118. Comparaison de deux inductances. Réglage des bobines. — Industriellement, il importe souvent assez peu de connaître les caractéristiques exactes d'une bobine. Le problème se pose plutôt de la manière suivante :

Sur un appareil prototype, on a déterminé expérimentalement la grandeur d'un bobinage. Il s'agit de pouvoir vérifier que tous les bobinages de la série ont exactement les mêmes caractéristiques. On ne cherchera donc pas à connaître les valeurs en ohms, microhenrys et micromicrofarads qui peuvent correspondre à une bobine, mais à s'assurer qu'elle est rigoureusement semblable à une autre bobine, choisie comme étalon ou prototype.

Associons la bobine étalon à un condensateur fixe d'une valeur C_1, pour constituer un circuit oscillant. La longueur d'onde correspondante

1. Voir paragraphe 101.

sera λ_1 que nous pourrons vérifier d'une manière quelconque. Un moyen simple sera d'insérer le circuit dans l'anode d'un tube à grande résistance interne dont la grille recevra une tension d'un générateur hétérodyne (fig. 86). Les tensions développées aux bornes du circuit sont mesurées à l'aide d'un voltmètre thermoïonique.

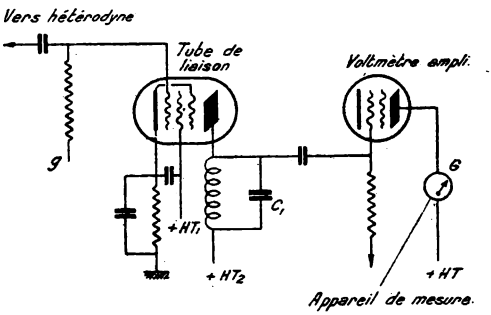


Fig. 86.

La résonance ayant été obtenue, nous lirons sur l'appareil G une certaine déviation g.

Sans rien toucher d'autre au montage nous remplacerons la bobine étalon par la bobine à essayer L_x. Si les deux bobines sont semblables nous

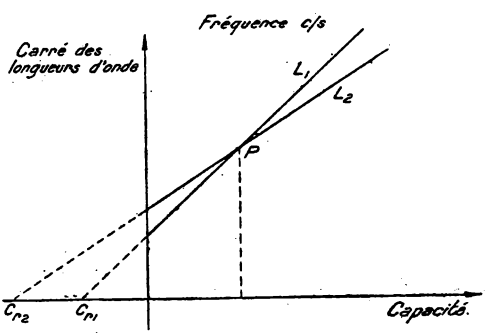


Fig. 87.

lirons la même déviation g et la résonance sera obtenue pour la même longueur d'onde λ_1. *Toutefois, ce résultat pourrait être obtenu pour deux bobines tout à fait différentes.* En effet, il suffirait que l'une d'elles ait une inductance plus grande et une capacité répartie plus faible. Les courbes qui donnent λ^2 en fonction de la capacité aux bornes seraient celles de la figure 87 par exemple. Mais, on démontre en géométrie que deux droites

ne peuvent se couper qu'en un seul point. Pour éliminer cette circonstance accidentelle, il suffit de faire la mesure pour deux valeurs de capacité. Pratiquement on choisira une valeur au voisinage de la longueur d'onde propre et une valeur avec une capacité relativement grande.

L'amplitude de la déviation de G donne une mesure de l'impédance à la résonance $\frac{L}{RC}$. *Les deux valeurs de L étant égales, ainsi que C il en résulte que les deux valeurs de R sont forcément égales.* Ainsi peut-on conclure que les deux bobines sont rigoureusement identiques.

Toute déviation inférieure ou supérieure à celle que donne l'enroulement de comparaison permettra de vérifier, qu'à la fréquence considérée, la résistance de la bobine est supérieure ou inférieure à celle de l'étalon.

Ces conclusions ne sont naturellement valables que si le couplage avec le générateur HF n'a pas été modifié pendant la mesure.

119. Mesure de facteur de surtension. — Le montage de la figure 86 permet seulement de s'assurer que deux bobinages ont des cons-

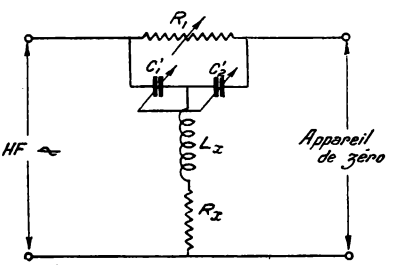


Fig. 88-1.

tantes égales mais il peut être intéressant de mesurer avec précision le facteur de surtension à la fréquence considérée.

Ce résultat peut être obtenu avec le montage de la figure 88-1.

C'_1 C'_2 constituent un condensateur double dont les deux rotors sont commandés par un même axe, de telle sorte qu'à chaque moment $C'_1 = C'_2$.

L'inductance à mesurer est L_x et sa résistance à la fréquence considérée est R_x. Elle constitue un circuit oscillant série accordé par $C'_1 + C'_2$ et dont, par conséquent, l'impédance minimum à la fréquence de résonance est précisément R_x.

Mais R_x peut être équilibrée par R_1.

Les équations du Pont ainsi constitué sont :

$$L_x = \frac{1}{(C'_1 + C'_2)\,\omega^2}$$

$$R_e = \frac{R_1}{4}$$

On peut donc graduer directement R en fonction de R_x. Pour une fréquence donnée on peut directement graduer $C'_1 - C'_2$ qui est fonction de l'inductance apparente. On peut aussi simplement comparer la bobine à une bobine étalon.

Connaissant la valeur de R_x pour une fréquence donnée on peut calculer le facteur de surtension qui est $\frac{L\omega}{R_x}$ ainsi que l'impédance à la résonance qui est $\frac{L}{R_x C}$.

119 bis. Mesure des coefficients d'induction mutuelle. Ces mesures s'effectuent, comme les mesures de coefficient d'induction, au moyen d'un montage en « pont » disposé pour la mesure des réactances.

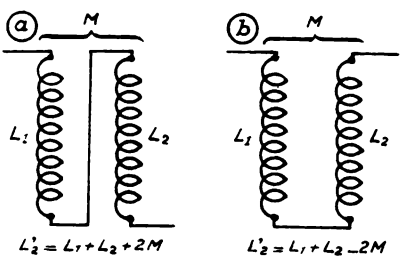


Fig. 88-2.

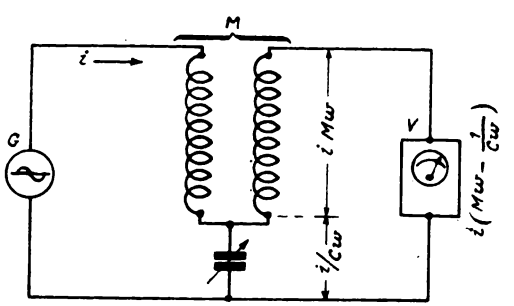


Fig. 88-3.

Soient les deux enroulements L_1 et L_2 dont le coefficient d'induction mutuelle est M. En réalisant le branchement indiqué figure 88-2 on peut mesurer un coefficient d'induction apparent total qui est :

$$L'_r = L_1 + L_2 + 2\,M \qquad (1)$$

En réalisant l'inversion d'un des enroulements, on obtient :

$$L''_r = L_1 + L_2 - 2\,M \qquad (2)$$

Si l'on fait la différence entre les deux relations 1 et 2 on obtient :

$$L'_r - L''_r = 4\,M$$

D'où l'on déduit immédiatement le coefficient d'induction mutuelle que l'on veut connaître :

$$M = \frac{L'_r - L''_r}{4}$$

Méthode du double couplage.

On peut encore commodément mesurer le coefficient d'induction mutuelle au moyen du montage de la figure 88-3.

La tension V mesurée par le voltmètre électronique V se compose :

a) De la tension induite dans le bobinage L_2 par le coefficient d'induction mutuelle M et qui est :

$$M\omega\, i$$

b) De la tension entre les armatures du condensateur variable C qui est :

$$\frac{i}{C\omega}$$

On connecte L_2 pour que ces deux tensions soient en opposition. On a donc :

$$V = i\left(M\omega - \frac{1}{C\omega}\right)$$

Cette tension devient nulle pour :

$$M\omega = \frac{1}{C\omega}$$

On fait donc varier ω jusqu'à annulation de la tension lue sur l'appareil

de mesure et l'on a :

$$M = \frac{1}{C\omega^2}$$

Le couplage statique entre les deux enroulements introduit cependant une erreur.

120. Mesure de l'impédance d'un enroulement. Impédance d'un haut-parleur, d'un pick-up, etc. — Les méthodes de résonance ne sont guère applicables quand on veut mesurer de fortes inductances. On serait conduit à utiliser des capacités et des longueurs d'ondes très grandes. Les comparaisons au Pont demeurent, par contre, tout à fait applicables.

S'il s'agit d'une inductance de filtrage, on peut reproduire les conditions d'emploi et mesurer le coefficient de self-induction lorsque l'enroulement est parcouru par une certaine intensité en courant continu.

Le Pont permet de dissocier facilement les composantes actives et réactives, c'est-à-dire de connaître L et R.

Toutefois, dans de nombreux cas usuels, c'est tout simplement la résultante qu'il faudra connaître, c'est-à-dire *l'impédance.* On trouvera donc qu'il est plus simple de la mesurer directement. La solution du problème sera immédiate si l'on dispose d'un générateur de fréquence musicale [1] donnant une tension connue entre ses bornes de sortie.

On branchera l'impédance inconnue en série avec un milliampèremètre

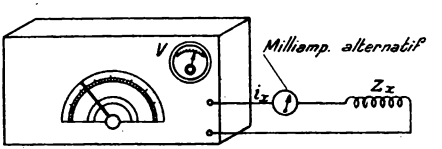


Fig. 89.

alternatif (exact aux fréquences musicales, un appareil à redresseur, par exemple) (fig. 89). Si la tension fournie est V_{eff} et si l'intensité efficace est I_{eff} l'impédance à la fréquence de la mesure sera simplement :

1. Voir paragraphe n° 91 de ce tome III

$$Z_x = \frac{V_{eff}}{I_{eff}}.$$

Si l'on ne dispose pas d'un milliampèremètre alternatif suffisamment précis pour les fréquences musicales on pourra utiliser une variante qui ne nécessite qu'un simple voltmètre à redresseur; un contrôleur universel par exemple.

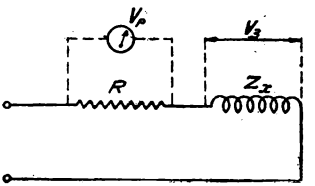


Fig. 90.

On placera une résistance R de valeur comparable à celle de Z_x en série avec l'impédance inconnue. On arrivera à déterminer R après quelques tâtonnements. On mesurera la tension aux bornes de R et la tension aux bornes de Z_x (fig. 90). On choisira une tension d'alimentation assez importante pour que R et Z_x puissent être négligeables par rapport à la résistance du voltmètre.

Les deux lectures sont du même ordre de grandeur puisque, précisément, on a choisi R pour que cette condition soit remplie. L'intensité de courant étant la même dans R et dans Z_x on peut écrire :

$$\frac{Z_x}{V_x} = \frac{R}{V_r}$$

d'où

$$Z_x = \frac{V_x}{V_r} \times R.$$

L'erreur de fréquence de l'appareil de mesure intervient dans une mesure très faible puisque la mesure utilise un rapport des deux lectures. On peut, d'ailleurs, l'éliminer complètement en prenant R variable et en la réglant pour obtenir deux déviations rigoureusement égales. A ce moment $R = Z_x$.

Quant à R il est facile d'obtenir la valeur exacte en courant continu.

Mesures sur les circuits oscillants.

121. Généralités. — Les mesures de fréquence sur un circuit oscillant se font à l'aide d'un ondemètre ou d'un générateur hétérodyne. Le principe est évident. Nous nous bornerons à signaler un important détail.

Pour contrôler la résonance du circuit et celle du générateur on peut

avoir recours à différents moyens — mais on peut dire que tous les procédés apportent une cause d'erreur.

Par exemple, on introduira un thermo-couple en série dans le circuit (fig. 91). La résonance correspondra au maximum de l'intensité. Mais la

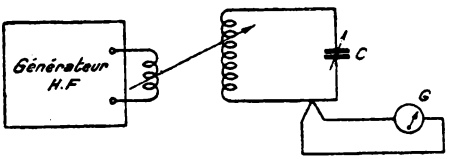


Fig. 91.

résistance du thermo-couple vient modifier les constantes du circuit. La présence du thermo-couple peut amener une perturbation dans la répartition des capacités. La position du branchement ne sera pas indifférente.

Un autre procédé consistera à mesurer la tension développée aux bornes des éléments, à l'aide d'un voltmètre amplificateur, par exemple.

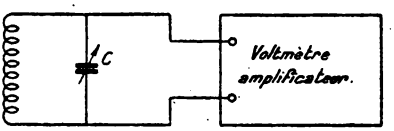


Fig. 92.

Mais celui-ci a une capacité d'entrée qui peut ne pas être négligeable si la capacité d'accord C est petite (fig. 92).

Enfin, on peut contrôler la résonance par la réaction du circuit accordé sur les circuits du générateur. Cela suppose un couplage important et c'est encore une cause d'erreur.

Ce qu'on doit retenir de tout cela c'est qu'il conviendra, dans tous les cas, *d'interpréter* les résultats.

122. Mesure des pertes d'un circuit oscillant. — Un circuit oscillant est constitué par l'association d'une bobine de self-induction L, d'un condensateur C et d'un facteur de pertes R. Nous avons déjà insisté sur le sens qu'il faut donner à ce dernier, particulièrement quand il s'agit de courants de haute fréquence. C'est un coefficient dans lequel entre la résistance purement ohmique de la bobine, mais aussi d'autres éléments plus complexes. Parmi ceux-ci nous pouvons citer :

Pertes ohmiques dans la bobine (varient avec la fréquence à cause de l'effet pelliculaire);

Pertes dans le métal de l'enroulement (courants de Foucault);

Pertes diélectriques dans l'isolant du conducteur;

Pertes ohmiques dans les connexions et le condensateur (généralement faibles);

Pertes dans le diélectrique du condensateur.

Nous avons reconnu, dans le tome II, que le facteur de surtension et le facteur de sélectivité sont d'autant plus faibles que le coefficient R est plus grand. Il importe donc de pouvoir le mesurer avec précision.

123. Méthode de la variation de résistance. — C'est l'adaptation d'une méthode déjà indiquée à propos de la mesure des résistances.

Le circuit oscillant dont on veut connaître la résistance est excité à la

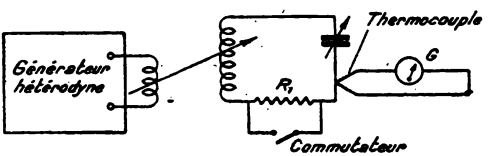


Fig. 93.

résonance par un générateur hétérodyne stable, faiblement couplé. Un thermo-couple permet de contrôler la résonance et mesure l'intensité de courant. Une résistance R_1 peut être mise en série dans le circuit à l'aide d'un commutateur (fig. 93).

On lit une première valeur i_1 de l'intensité quand R_1 est court-circuitée. On introduit R_1 et on lit une seconde valeur i_2.

Le circuit étant en résonance se comporte comme une pure résistance et l'on peut écrire :

$$R_x = R_1 \frac{i_2}{i_1 - i_2}.$$

On doit naturellement déduire de R_x la résistance du thermo-couple.

A défaut d'un thermo-couple, ou pourra utiliser un voltmètre amplificateur mesurant la tension aux bornes du circuit. On aurait alors :

$$R_x = R_1 \frac{V_2}{V_1 - V_2}.$$

Dans ce cas, on pourra tenir compte de l'amortissement introduit par le voltmètre amplificateur, amortissement qui n'est généralement pas négligeable. On peut éviter cette correction en introduisant un tube de liaison entre le circuit oscillant et le voltmètre.

La seule perturbation sera produite par la capacité d'entrée du tube qui peut être très faible si des précautions suffisantes sont prises (fig. 94).

Le gain de ce tube importe peu. Il sera le même dans les deux mesures

et tout revient, par conséquent, à multiplier V_2 et V_1 par un facteur inconnu A, ce qui ne change pas la valeur du rapport $\frac{V_2}{V_1 - V_2}$. En général

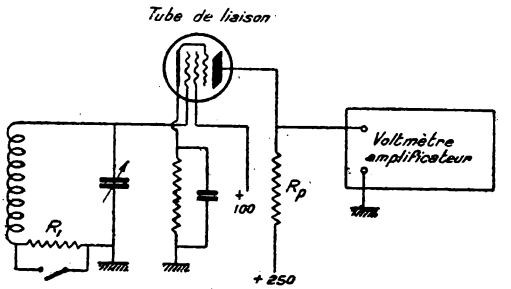


Fig. 94.

on choisira un gain très faible en prenant une résistance R_p très faible — de l'ordre de 1 000 ohms pour un tube penthode. On obtiendra, de la sorte, une caractéristique de fréquence excellente, ce qui pourra être utile pour d'autres appréciations.

124. Précautions à prendre. — Ces méthodes, très simples, peuvent donner des résultats très précis lorsque certaines précautions sont prises.

Il est nécessaire que la fréquence du générateur-hétérodyne soit parfaitement stable. Un écart de fréquence dans l'intervalle des deux mesures introduit une erreur dont les conséquences peuvent être considérables.

Le couplage avec le générateur doit être très faible. On doit, en effet, pouvoir admettre que la réaction du circuit oscillant est négligeable sur l'oscillation. Il est intéressant d'utiliser encore un élément de liaison entre le tube générateur et le circuit oscillant. Il faut toutefois que cette liaison n'apporte pas un amortissement du circuit que l'on mesure.

D'autre part, la résistance doit être purement ohmique à la fréquence considérée, sinon son introduction dans le circuit introduit un désaccord et vient fausser la mesure.

125. Méthode de la courbe de résonance. — C'est une méthode dont le principe a été exposé dans le tome II, n° 99 à 101.

Son application pourra se faire avec les mêmes appareils, c'est-à-dire : un générateur hétérodyne stable, un thermo-couple ou un voltmètre amplificateur, ce dernier étant de préférence connecté à l'aide d'un élément de liaison, comme indiqué dans le paragraphe précédent.

On tracera la courbe de résonance en portant en ordonnée les rapports

$\frac{I}{I_{max}}$ ou $\frac{E}{E_{max}}$ des intensités ou tensions et en abscisses les rapports $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ ou, ce qui est indifférent $\frac{f}{\Delta f}$, f étant la fréquence de résonance du circuit étudié.

La largeur de bande correspondant à $\frac{E}{E_{max}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ou 0,707 donnera une mesure du coefficient de surtension $\frac{L\omega}{R}$.

Si l'on désire connaître R en fonction de la variation de capacité on aura : $R = \frac{\Delta C}{2\omega C^2}$.

C étant la valeur de capacité correspondant à la résonance.

Mais, en règle générale, le condensateur variable du circuit soumis à la mesure ne sera gradué ni en capacité ni en fréquence.

On pourra, sans erreur importante, faire varier la fréquence du générateur hétérodyne. Toutefois, il est nécessaire que, dans l'intervalle considéré, on puisse considérer que la tension du générateur est constante.

Pratiquement, on pourra procéder de la manière suivante, sans tracer la courbe de résonance :

On réglera le couplage de telle sorte que l'indication de l'appareil de mesure soit de 1, 10, etc., telle qu'elle soit commode à lire.

On désaccordera l'hétérodyne dans un sens de telle sorte que l'indication devienne 0,7 ou $\frac{1}{\sqrt{2}}$, puis dans l'autre sens.

L'écart de fréquence correspondant sera Δf et $\frac{f}{\Delta f}$ donnera une valeur approchée du facteur de surtension, généralement suffisamment exacte pour l'usage courant.

La graduation du condensateur variable doit être assez précise pour permettre de lire de très faibles variations de fréquence. Un cadran démultiplicateur, avec repères et vernier, est indispensable. Il est facile de comprendre pourquoi, à l'aide d'un exemple pratique. Soit à mesurer le facteur de surtension d'un circuit oscillant destiné à constituer un des enroulements d'un transformateur de fréquence intermédiaire sur 472 kc/s. Certaines réalisations très soignées donnent des facteurs de surtension de surtension de l'ordre de 400. On aura donc :

$$\frac{472}{\Delta f} = 400$$

d'où

$$\Delta f = \frac{472}{400} \text{ ou } 1{,}18.$$

Il faudra donc que la graduation de l'hétérodyne permette d'apprécier sans trop d'erreur des variations de fréquence *de l'ordre de* 1/10 *de kilocycle,* si l'on veut simplement une précision de l'ordre de 10 % dans la mesure du facteur de surtension. Il va sans dire qu'une variation de tension pendant la mesure conduira à une erreur qui pourra être considérable.

126. Utilisation d'un dynatron. — Un dynatron est un tube triode dont la grille est portée à une tension positive supérieure à celle de la plaque. Dans ces conditions, la caractéristique qui indique les variations du courant plaque en fonction de la tension plaque présente une zone de *résistance négative* [1].

Un montage à résistance négative a la propriété d'entretenir des oscilla-

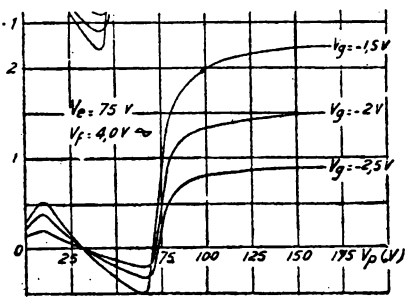


Fig. 95.

tions dans un circuit accordé à condition que la valeur absolue de la résistance négative soit au moins égale à la valeur absolue de l'impédance correspondant au circuit accordé.

Pratiquement, on utilisera un tube à grille écran. Nous donnons figure 95 les courbes qui correspondent à un de ces tubes. Les branches descendantes entre les tensions de plaque de 10 à 70 volts environ correspondent à une résistance négative. Celle-ci est d'autant plus grande que l'inclinaison est plus accentuée. On voit qu'on a un moyen simple d'agir sur cette inclinaison : il suffit de faire varier la tension appliquée sur la grille de commande.

D'après cela, on peut facilement imaginer une méthode de mesure de l'impédance du circuit oscillant.

On réalisera le montage de la figure 96. Le circuit à étudier est inséré

1. Voir tome II, paragraphe n° 83, ainsi que n° 153 et suivants.

dans l'anode d'un tube à grille écran monté en dynatron. On peut faire varier la polarisation de grille en agissant sur V_g. Les ensembles R_1 C_1

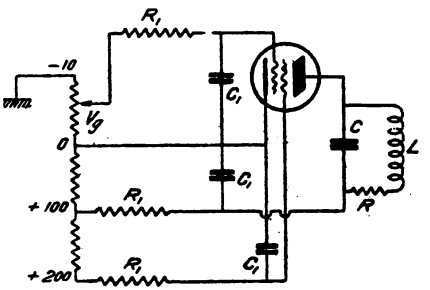


Fig. 96.

sont des groupes de découplage des différents circuits — il est, en effet, indispensable d'éviter que d'autres parties du circuit puissent entrer en oscillation.

On observe la présence des oscillations par un moyen quelconque, par exemple, en les écoutant dans un récepteur auxiliaire. On agit sur V_g jusqu'à réaliser la condition limite. A ce moment, on a :

$$R_n = \frac{L}{RC}$$

puisque $\frac{L}{RC}$ est la valeur de l'impédance du circuit à la résonance [1], d'où l'on peut déduire R si on le désire.

On connaîtra R_n en traçant la courbe qui donne les variations de R_n en fonction de la tension grille, pour la tension plaque et la tension écran adoptée pour l'expérience. On aura ainsi une méthode directe de mesure de $\frac{L}{RC}$.

La méthode suppose naturellement que la valeur minimum de R_n est inférieure à $\frac{L}{RC}$ pour le circuit considéré. Elle ne pourra donc servir qu'à la mesure des circuits ayant une qualité suffisante. On pourra, en particulier, éprouver des difficultés pour la mesure de circuits destinés aux ondes courtes.

127. Pont à résonance. — Un circuit oscillant se comporte comme une résistance pure pour la fréquence de résonance. Cette remarque nous donne un moyen extrêmement simple de déterminer la résistance d'un

1. Voir tome I, paragraphe n° 172.

circuit. On constitue un Pont dont le schéma est indiqué figure 97. L'alimentation du Pont est faite à la fréquence de résonance.

Dans ces conditions, le circuit oscillant se comporte comme une résistance pure R_x. On règle le Pont au zéro en agissant sur les autres branches

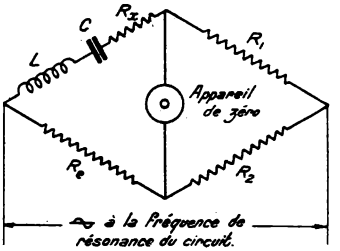


Fig. 97.

et les équations d'équilibre sont :

$$\begin{cases} R_x = \dfrac{R_1}{R_2} R_e \\ L\omega = \dfrac{1}{C\omega}. \end{cases}$$

Si la dernière condition n'était pas remplie, il y aurait une composante réactive et il serait impossible d'obtenir l'équilibre exact. On a donc là un moyen de contrôler la résonance.

La plus grande précision est obtenue quand R_x est égal à R_e ou, tout au moins, du même ordre de grandeur.

Mesures en basse fréquence

Généralités.

Nous n'étudierons ici que les principales mesures qui peuvent être effectuées soit sur un étage soit sur un ensemble amplificateur.

On peut se proposer par exemple de relever la courbe de transmission ou courbe de réponse de l'amplificateur. C'est, en fait, une mesure de gain effective pour les différentes fréquences de fonctionnement. On notera que le relevé, très long, peut être effectué d'une manière pratiquement instantanée grâce à l'emploi de l'oscillographe à rayons cathodiques.

Nous citerons également :

— Mesure de la puissance ;

— Mesure de la distorsion harmonique ou distorsion d'amplitude ;

— Mesure du bruit de fond ou souffle ;

— Mesure des ronflements ;

— Mesure de déphasage.

128-1. Mesure du gain. — La mesure la plus intéressante est évidemment celle qui donne le *gain en puissance* de l'amplificateur. C'est, évidemment, le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée. Ce gain peut, sans restriction, s'exprimer en décibels.

Toutefois, il peut être intéressant de considérer le *gain en tension* d'un pré-amplificateur, par exemple.

D'ailleurs, la mesure d'une puissance « modulée » (c'est-à-dire représentée par des courants à fréquence audible), se ramène, en fait, à une mesure de tension entre les extrémités d'une résistance connue.

Le schéma du dispositif de mesure est indiqué figure 98-1. Un générateur de basse fréquence fournit à l'entrée un signal de fréquence et de tension connues. On mesure, à la sortie, la tension aux bornes d'une résistance de charge réalisant l'adaptation parfaite de l'étage final. On utilise pour cela un voltmètre à tube électronique.

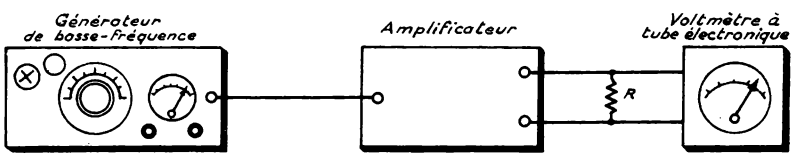


Fig. 98-1.

Si la résistance de charge est R et si U est la tension mesurée la puissance est :

$$W = U^2/R$$

On peut ainsi relever une courbe soit de W, soit de U en fonction de la tension d'entrée. C'est la courbe de réponse de l'amplificateur. Il faut évidemment que la puissance W mesurée corresponde aux conditions de fonctionnement normales de l'amplificateur.

Dans cette mesure, on remplace la bobine mobile du haut parleur par une résistance ohmique R de même valeur. Si l'on veut connaître la puissance vraie produite quand R est remplacée par l'impédance de charge que constitue le haut-parleur, il faut évidemment tenir compte du déphasage. Cette mesure n'est pas facile à effectuer.

Le moyen le plus simple est l'emploi de l'oscillographe à rayons cathodiques (voir plus loin). Ce dernier permet le tracé de *l'ellipse de charge* d'où l'on déduit le déphasage et, par conséquent la puissance réelle qui est :

$$W_r = UI \cos \varphi$$

On trouve dans le commerce des dispositifs dits « *Wattmètres basse fréquence* » qui fonctionnent exactement comme le dispositif de la figure 98-1. Ils comportent généralement un transformateur d'adaptation permettant de réaliser la charge optimum de l'étage de sortie, une résistance et un voltmètre à redresseur.

128-2. Mesure de la distorsion d'amplitude. On introduit à l'entrée d'un amplificateur une *tension sinusoïdale pure*. Si l'amplificateur ne produisait pas de distorsion, c'est également une *tension sinusoïdale pure* qu'on trouverait à la sortie.

En général un amplificateur produit une certaine *distorsion*. Il faut comprendre par là que la tension de sortie n'a pas la forme sinusoïdale. Mais on peut, dans ce cas, la considérer comme la somme d'une composante fondamentale F_1 et de fréquences harmoniques F_2, F_3, etc., qui sont des multiples exacts de F_1.

L'importance de ces harmoniques permet d'apprécier précisément la qualité de l'amplificateur.

Par définition, *le taux de distorsion* est le rapport entre la tension efficace de la fréquence fondamentale et la somme des tensions efficaces des harmoniques.

Notons en passant qu'on peut exprimer le taux de distorsion de deux manières différentes.

Soit U, la tension efficace de la fréquence fondamentale et U_2, U_3, etc., les tensions efficaces des différentes composantes parasites.

On peut avoir :

$$k_1 = \frac{U^2_2 + U^2_3 +, \text{etc.}}{\sqrt{U^2_1 + U^2_2 + U^2_3 +, \text{etc.}}}$$

ou

$$k_2 = \sqrt{\frac{U^2_2 + U^2_3 +, \text{etc.}}{U^2_1}}$$

On voit que, dans le premier cas, le dénominateur représente la valeur efficace totale de la tension produite par l'amplificateur.

Dans le second cas, ce dénomminateur ne représente que la composante fondamentale.

Remarquons que ces deux « taux » sont pratiquement identiques aussi longtemps qu'il s'agit de faibles distorsions (inférieures à 25 %). Or, en pratique, la distorsion ne peut dépasser 10 à 15 % sans que l'audition ne devienne insupportablement mauvaise.

128-3. Mesure de la distorsion globale. — Dans la plupart des cas, il est suffisant de connaître la *distorsion globale*, c'est-à-dire celle qui est causée par la totalité des composantes parasites. Il suffit donc de mesurer la tension efficace de sortie d'une part et, d'autre part, la tension efficace représentée par la somme des composantes parasites qui est :

$$\sqrt{U^2_2 + U^2_3 +, \text{etc.}}$$

Le principe de la mesure est donné par la figure 98-2.

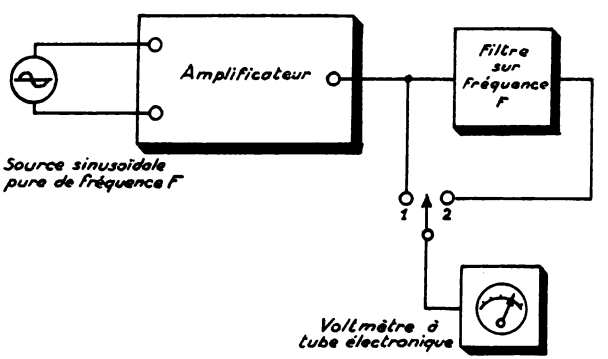


Fig. 98-2.

L'équipement de mesure comporte :

1° *Une source sinusoïdale pure.* Il faut, de toute évidence, que la tension fournie par la source soit purement sinusoïdale.

S'il n'en est pas ainsi ; il y a une erreur à la base même de la mesure. Il est particulièrement intéressant d'utiliser un générateur à résistance-capacité dont la distorsion peut être inférieure à 0,1 %. Les générateurs à battement de très bonne qualité ont des taux de distorsion de 0,5 %

aux fréquences élevées, mais ce taux peut atteindre 1 % et même davantage aux fréquences très basses.

Pour des mesures de très haute précision, on peut éventuellement filtrer la tension fournie par la source d'alimentation.

2° *Un filtre efficace éliminant la fréquence fondamentale.*

C'est surtout par ce filtre que diffèrent les distorsiomètres commerciaux.

On peut utiliser, par exemple, un « Pont » à résonance conformément à la figure 98-3. Trois des branches du pont sont constituées par des résistances égales R d'une valeur relativement faible : 100 ohms par exemple.

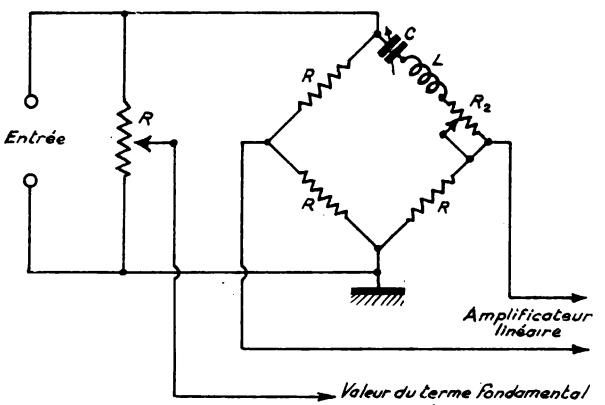


Fig. 98-3.

LC est accordé sur la fréquence fondamentale, et constitue un ensemble d'impédance pratiquement nulle. Si la tension est parfaitement sinusoïdale, la tension transmise à l'entrée de l'amplificateur est nulle.

En général, il n'en sera pas ainsi, et la tension d'entrée représente précisément l'ensemble des harmoniques.

On choisit L pour que l'impédance de la branche réactive soit très grande par rapport à celle des autres branches, même pour l'harmonique qui suit la fréquence fondamentale. Il est facile, dans ces conditions de déterminer l'atténuation apportée par l'ensemble et d'en tenir compte.

3° Un amplificateur parfaitement linéaire permettant de vérifier le « zéro » du pont et de mesurer la tension efficace correspondant aux harmoniques.

4° Un voltmètre électronique directement gradué en valeurs efficaces.

Le circuit de filtrage de la composante fondamentale peut être également constitué par un circuit sélectif « I ».

Le résultat est sensiblement le même.

128-4. Mesure du ronflement et du bruit de fond. — L'amplificateur linéaire du dispositif précédent, suivi d'un voltmètre électronique constituent un millivoltmètre de très haute sensibilité.

On peut donc utiliser cet ensemble pour mesurer la tension de ronflement parasite que peut fournir l'amplificateur. De plus, en éliminant cette dernière, au moyen d'un filtre « passe haut », on peut mesurer le « bruit de fond » ou « souffle » fourni par l'amplificateur.

128-5. Analyse harmonique de la tension de sortie. — Dans certains cas on veut déterminer non pas le taux de distorsion global, mais le taux de distorsion relatif aux différentes composantes harmoniques. Il faut donc mesurer séparément l'amplitude de toutes les composantes parasites. En d'autres termes, il faut utiliser un voltmètre qui ne soit sensible qu'à une très mince bande de fréquences et de plus, il faut pouvoir déplacer cette fréquence sélective dans toute la gamme utile.

Les appareils qui permettent d'obtenir ce résultat sont des analyseurs d'ondes. On introduit à l'entrée la tension à analyser. On explore toute la gamme de fréquences utiles correspondant à une composante quelconque. On notera d'ailleurs que la fréquence correspondante n'est pas toujours une fréquence harmonique, il se peut que certaines composantes d'intermodulation soient présentes.

PRINCIPE D'UN ANALYSEUR (General Radio 736 A).

On utilise un triple filtre à quartz dont la bande passante est seulement de quelques hertz. Mais la fréquence d'un tel filtre est fixe. On tourne la difficulté en *changeant la fréquence de l'onde à analyser.*

On utilise pour cela un oscillateur fixe réglé sur F = 50 kilohertz et qui est modulé par la tension à analyser. Comme il s'agit d'un modulateur équilibré, on trouve à la sortie les fréquences F + f et F − f qui sont les deux bandes latérales, la fréquence porteuse étant éliminée.

Le filtre à quartz, correspondant, suit cet ensemble et ne laisse passer que la fréquence F + f.

Il suffit de faire varier F, au moyen d'un condensateur variable, pour couvrir toute la gamme désirable.

Le filtre est suivi d'un amplificateur dont on connaît le gain et d'un voltmètre électronique. On peut donc ainsi déterminer l'amplitude et la fréquence de chacune des composantes.

EMPLOI D'UN AMPLIFICATEUR A CONTRE-RÉACTION SÉLECTIVE.

Nous avons indiqué plus haut (voir paragraphe 91 de ce tome II) le principe des oscillateurs à réaction et nous avons montré qu'on peut réaliser des générateurs à résistance-capacité fournissant des tensions pratiquement pures.

Ces générateurs comportent :

a) un amplificateur linéaire ;

b) une boucle de contre-réaction positive apériodique ;

c) une boucle de contre-réaction négative comportant un circuit sélectif (Pont de Wien — Pont en T, etc.).

Le dispositif produit des oscillations quand le *facteur de réaction* total est égal à 1, la condition de phase entre l'entrée et la sortie étant convenable.

Si le facteur de réaction est très légèrement inférieur à 1, le dispositif se comporte comme un *amplificateur très sélectif.*

On peut donc ainsi constituer des analyseurs de formes d'onde.

128-6. Mesure des déphasages. — La notion de déphasage n'a de sens qu'entre deux tensions de même fréquence. Si l'on considère donc deux tensions de fréquence $f = \omega\, 2\pi$

$$\begin{cases} u_1 = U_1 \sin \omega t \\ u_2 = U_2 \sin (\omega t + \varphi) \end{cases}$$

On dira qu'il existe entre elle une différence de phase angulaire φ.

Notons, qu'en fait, une différence de phase implique plus exactement une *différence de temps.* Il suffit de considérer la figure 98-4 pour remarquer que φ est l'écart angulaire considéré par rapport à une période. Celle-ci correspondant naturellement à un angle de 2 π, il en résulte que le temps de déphasage τ est égal à :

$$\tau = \varphi/\omega \qquad \text{ou} \qquad \varphi/2\pi f$$

Dans de nombreuses applications (en Télévision par exemple), c'est la *durée de transit* qui aura une incidence directe sur le comportement

de l'amplificateur. L'expression précédente montre que cette grandeur est fonction de la fréquence.

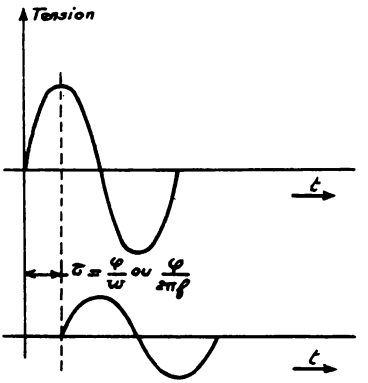


Fig. 98-4.

Un amplificateur ne présentant pas de *distorsion de phase* devrait présenter le même temps de transit τ pour toutes les composantes. Pour qu'il en soit ainsi il faudra donc que φ varie d'une manière directement proportionnelle à la fréquence.

Les méthodes de mesures du déphasage les plus directes sont celles qui impliquent l'emploi du tube à rayons cathodiques.

Elles seront étudiées dans le chapitre VII

On peut aussi utiliser d'autres méthodes.

MÉTHODE DE SUPERPOSITION.

Si l'on superpose deux tensions *de même valeur*, on obtient une résultante de même fréquence dont l'amplitude varie depuis une valeur nulle

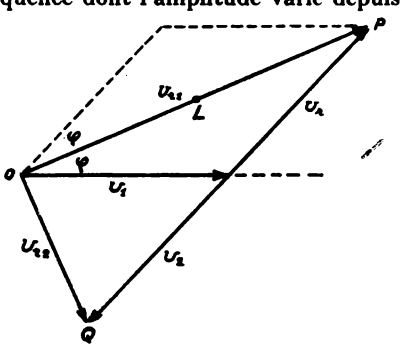


Fig. 98-5.

(opposition de phase) jusqu'à une valeur double des tensions élémentaires (concordance de phase).

Pour toute position de phase intermédiaire on obtient une tension comprise entre les deux valeurs extrêmes que nous venons de signaler.

D'une manière plus précise, le diagramme vectoriel de la superposition s'établit comme nous l'indiquons figure 98-5. Si l'on s'arrange pour que les deux tensions V_1 et V_2 soient égales, la figure est un losange et OP, la résultante de la superposition est égale à 2 fois OL.

On a évidemment $OL = U_r/2 = U_1 \cos \varphi$

D'où

$$\cos \varphi = \frac{U_r}{2 U_1}$$

En pratique, on procédera de la manière suivante :

1° A l'aide d'un affaiblisseur n'introduisant aucune différence de phase on amènera les deux tensions à la même valeur, mesurée, par exemple, au moyen d'un voltmètre électronique. On aura ainsi la valeur U_1.

2° On superposera les deux tensions et la mesure de la tension de superposition donnera U_r.

La mesure n'indiquera pas le sens du déphasage. En pratique, on pourra le connaître en provoquant volontairement le déphasage d'une des tensions dans un sens connu et en vérifiant le résultat par une nouvelle superposition.

VARIANTE DE LA MÉTHODE.

On effectue une première mesure qui donne U_{r1}.

Après quoi, on inverse une des tensions et on obtient une nouvelle valeur U_{r2} (voir diagramme fig. 98-5). Le triangle QOP est rectangle en O car il peut s'inscrire dans un demi-cercle admettant QP comme diamètre.

On a donc :

$$OP = U_{r1} = 2 U_1 \cos \varphi$$
$$OQ = U_{r2} = 2 U_1 \sin \varphi \qquad (1)$$

Mais

$$\sin^2 \varphi = 1 - \cos^2 \varphi \qquad (2)$$

En éliminant U, entre 1 et 2 on trouve :

$$\cos \varphi = \frac{U_{1r1}^2 - U^2_{2r}}{U^2_{r1} + U^2_{r2}}$$

CHAPITRE VI

Mesures sur les tubes électroniques. et sur les transistors.

129. Généralités. — La connaissance complète de toutes les constantes d'un tube électronique suppose un très grand nombre de mesures.

Soit — par exemple — un tube penthode. Nous pouvons définir et mesurer :

a) intensité et tension de chauffage;

b) intensité anodique en fonction des tensions appliquées sur les différentes électrodes, soit :

1) Grille de commande;
2) Grille écran;
3) Grille d'arrêt;
4) Anode;

c) Coefficient d'amplification
d) Résistance interne
e) Inclinaison ou pente
} dans différentes conditions.

f) Intensité cathodique maximum (en tenant compte d'un coefficient de sécurité);

g) *Dissipation maximum de*
1) Anode;
2) Grille-écran;

h) Impédance ou capacité d'entrée (grille-cathode);

i) Capacité grille-anode;

j) Capacité de sortie (anode-cathode);

k) *Coefficients de courbures.*
1) Transmodulation;
2) Surmodulation;
3) Modulation de ronflement.

l) S'il s'agit d'un tube de puissance, il y a lieu de mesurer la distorsion produite en fonction de la puissance modulée transmise.

Ces mesures « statiques » peuvent être complétées par des mesures dynamiques, c'est-à-dire effectuées en appliquant une tension alternative sur la grille de commande et une impédance dans le circuit d'anode.

S'il s'agissait de certains tubes combinés (octode, triode-hexode, etc.) le nombre de renseignements serait encore plus grand.

Certaines de ces mesures exigent un matériel qui n'existe guère que dans certains laboratoires spécialisés. D'autre part, la détermination de toutes ces constantes n'a guère d'intérêt que pour l'étude des prototypes et — en conséquence — n'est faite que par les fabricants de lampes.

Il est, toutefois, indispensable de pouvoir déterminer les plus importants coefficients, rapidement et, sans matériel spécial, avec une approximation suffisante.

129 bis. Lampemètres. — Il existe de très nombreux modèles de lampemètres dont les prix s'échelonnent entre quelques dizaines de francs et plusieurs dizaines de milliers de francs. On se doute bien que cet écart de prix correspond, dans les résultats, à un écart de même ordre.

Les lampemètres à bon marché ne peuvent guère renseigner que sur

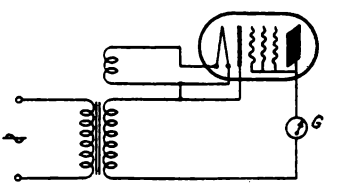


Fig. 99.

l'émission cathodique du tube. Dans de nombreux modèles, on relie toutes les électrodes entre elles et on applique une tension alternative de quelques volts entre ce groupe et la cathode portée à sa température normale (fig 99). Un galvanomètre — le plus souvent à fer mobile — indique le courant débité. Si celui-ci est nul ou très faible, le tube est classé mauvais. Pour une intensité de courant arbitrairement fixée par le constructeur du lampemètre, le tube est classé « bon ». Entre les deux indications, il est « douteux ».

On imagine sans peine qu'une telle vérification ne puisse offrir absolument aucune garantie. Elle est d'autant plus illusoire que le milliampèremètre est généralement gradué une fois pour toutes et que l'étalonnage ainsi constitué est valable pour tous les modèles de tubes.

Une telle méthode peut même, sous prétexte de vérification, détériorer certains tubes, en exigeant d'eux une intensité cathodique qui dépasse souvent de beaucoup les chiffres limites indiqués par le constructeur.

Beaucoup d'appareils utilisent le schéma de la figure 99 ou des perfectionnements de celui-ci. Certaines modifications permettent, par exem-

ple, d'appliquer et de faire varier une tension de polarisation appliquée sur la grille de commande. C'est déjà un perfectionnement intéressant.

Mais tous les appareils de cette catégorie sont plutôt des instruments de comparaison que de véritables appareils de mesure. Le tube travaille dans des conditions qui sont tout à fait différentes de ses conditions de fonctionnement normales. On se borne à comparer les constantes de fonctionnement obtenues avec celles d'un tube que l'on sait en bon état.

Les accessoires supplémentaires que comportent généralement les lampemètres sont :

a) Circuit d'essai des électrodes permettant de vérifier qu'il n'y a pas de court-circuit intérieur;

b) Circuit d'essai du filament;

c) Circuit de contrôle du courant de certaines électrodes comportant un simple indicateur de courant (tube néon);

d) Un commutateur sélecteur permettant d'appliquer la tension normale sur le filament;

e) Une série de culots s'adaptant aux très nombreux modèles de lampes.

Les détails de réalisation pouvant varier à l'infini, on comprendra qu'il nous soit impossible de donner des schémas.

130. Lampemètres de mesure. — D'autres appareils sont réalisés sur des bases moins sommaires. Ce sont, en fait, des montages de mesure qui permettent de relever avec précision les intensités débitées par les électrodes dans différentes conditions de tension. On peut ainsi tracer les familles de caractéristiques et en déduire la grandeur des différentes constantes.

La disposition pratique de ces instruments peut varier considérablement. C'est ainsi, par exemple, qu'on peut utiliser un seul galvanomètre inséré successivement dans tous les circuits par un commutateur ou, au contraire, l'appareil peut comporter autant de galvanomètres que d'électrodes principales.

Il comporte généralement une alimentation-secteur, c'est-à-dire un enroulement pour le chauffage et un dispositif de tension anodique fournissant un courant redressé et filtré. Toutefois, il est indispensable que la tension soit indépendante des variations du secteur. Il faut donc prévoir l'appareil avec un régulateur de tension automatique ou manuel. Les conditions de la mesure font, en effet, passer l'intensité de courant entre une valeur nulle et une valeur maximum qui peut être de l'ordre de 100 mA. Il faut que, dans ces conditions, la tension d'alimentation anodique demeure constante.

131. Relevé des caractéristiques. — Les constantes qui caractérisent un tube sont des valeurs moyennes, ou bien correspondent à des conditions de fonctionnement nettement définies. Ainsi, il ne suffit pas de dire que telle penthode a une inclinaison de 1,8 mA/V. Pour que cette indication ait un sens précis, il faut ajouter que ce chiffre correspond à une tension anodique de 250 volts, une tension écran de 125 volts et une tension de grille de — 1,5 volt. Le même tube aura une pente très différente si la tension écran est différente. Elle pourra être plus élevée ou plus réduite.

C'est précisément l'avantage d'une courbe caractéristique de fournir, d'un seul coup d'œil, l'allure générale d'une variation quelconque.

Ce sont les différentes courbes caractéristiques, plus que les constantes, qui permettent de connaître les qualités et les possibilités d'un tube.

Le relevé des courbes caractéristiques n'offre pas de difficultés considérables. Toutefois, nous soulignons la nécessité absolue de maintenir les tensions d'alimentation constantes pendant le tracé, sinon il est clair que la courbe obtenue n'aurait aucune signification.

132. Cas du tube triode. — Nous avons traité dans le tome II (Théorie) de la signification des courbes caractéristiques des tubes ainsi que de la manière de les interpréter et de les utiliser pour la conception des circuits.

Reprenons ici, pour traiter des méthodes de relevés, le cas très simple du tube triode.

Dans le fonctionnement statique, c'est-à-dire sans impédance de charge, il y a trois éléments variables principaux qui sont :

1) La tension anodique;
2) La tension de grille.
3) L'intensité anodique.

Ces trois variables, qui définissent le fonctionnement du tube, sont liées par des équations dont nous avons donné des formes approchées tome II[1]

Il ne s'agit là que d'équations théoriques, qui aident à l'étude générale et permettent d'expliquer le fonctionnement. Mais nous voulons, maintenant, connaître les relations vraies, précises, entre ces coefficients. Le moyen pratique sera de faire varier l'une des quantités, de maintenir l'autre fixe et d'observer comment varie la troisième. Nous pourrons ainsi tracer une courbe.

Nous aurons ainsi la possibilité de tracer deux familles de courbes suivant que la quantité fixe sera l'une ou l'autre.

La troisième quantité variable, la même dans les deux cas, sera l'inter-

1. Voir paragraphe n° 151, tome II.

médiaire entre les deux familles de courbes et nous permettra de passer de l'une à l'autre.

En fait, l'obligation de relever deux familles de courbes vient uniquement de notre désir de rapporter les résultats obtenus à deux axes de coordonnées. Si nous voulions avoir une véritable vue d'ensemble des possibilités du tube, ce n'est pas une courbe, mais une *surface caractéristique* qu'il nous faudrait tracer, et pour arriver à cela, nous utiliserions, comme pour la géométrie dans l'espace, un trièdre de référence, constitué par trois plans de coordonnées rectangulaires deux à deux.

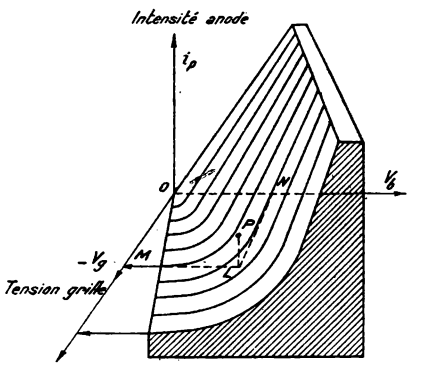


Fig. 99 *bis*.

Les courbes d'une famille ou de l'autre serait ainsi les intersections de la surface caractéristique par des plans parallèles aux plans de références.

A titre indicatif nous avons dessiné en perspective, fig 99 *bis* l'allure générale de la surface caractéristique d'un tube triode. Chacun des points de cette surface définit un aspect du fonctionnement. Ainsi, par exemple, le point P correspond à une tension anodique égale à LM, une tension de grille OM et une intensité anodique PL.

Seule, cette notion de surface caractéristique permet de comprendre les relations entre les trois constantes et, surtout, que les deux familles de caractéristiques ne sont que des aspects différents de la même chose.

133. Cas des tubes complexes. — Si le problème semble relativement simple quand il y a trois paramètres principaux, comme dans le cas du tube triode, il se complique singulièrement quand il s'agit d'un tube complexe. Ainsi, dans le simple cas d'un tube à grille écran, l'intensité de courant anodique est non seulement sous la dépendance des tensions de grille et d'anode mais encore de la tension d'écran. Pour les tubes plus

complexes (penthode avec grille auxiliaire à tension variable, hexode, etc.), il nous faudrait pouvoir considérer des systèmes à plus de trois dimensions.

Bien que cela ne soit nullement impossible en théorie, il est néanmoins rigoureusement impraticable de tracer des ensembles fournissant d'un coup les renseignements concernant un certain fonctionnement.

On est donc obligatoirement réduit à tracer des familles de courbes qui constituent des aspects partiels des phénomènes.

L'essentiel est de savoir la signification de ces aspects réduits et de se seul rapporter, pour mémoire, au cas du tube triode.

Le chapitre X *bis* du tome II a insisté sur ces points essentiels en traitant de l'usage des courbes caractéristiques.

134. Montages de mesures. — En pratique, il importera surtout de connaître les constantes principales.

Pour les tubes n'ayant qu'une seule électrode de commande (triode,

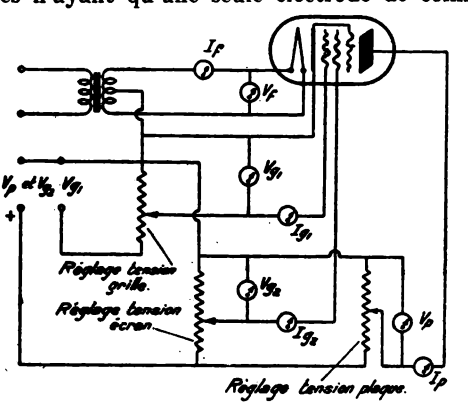


Fig. 100.

tétrode, penthode) on utilisera un montage comme celui de la figure 100.

On fixera, par exemple, une tension d'écran et on relèvera les valeurs de courant anodique — qui est toujours la variable intéressante — en modifiant la tension de grille de commande ou la tension d'anode. On obtiendra ainsi deux familles de courbes qui permettront de déterminer :

a) Pente ou inclinaison;

b) Résistance intérieure.

Connaissant ces deux valeurs — *pour une même intensité anodique* — on en déduira, si on le désire, la grandeur du coefficient d'amplification par la relation[1] :

$$k = \rho \cdot s$$

1. Voir tome II, paragraphe n° 147.

Le coefficient le plus intéressant à connaître pour un tube tétrode ou penthode destiné à l'amplification en tension est la pente. S'il s'agit d'un tube de puissance, il faut aussi considérer sa résistance interne.

Nous avons montré dans le tome II comment on peut déduire les coefficients s et $\frac{}{}$ des courbes caractéristiques.

La résistance interne des tubes penthodes HF est généralement très élevée. Pour obtenir une mesure précise, il est indispensable de tracer une courbe dont l'échelle des intensités de courant est très grande.

134 bis. Procédés directs. Quand on se contente d'une mesure approchée on peut utiliser le procédé direct qui donne nécessairement des résultats moins précis.

Soit, par exemple, à essayer un tube penthode HF fonctionnant normalement avec une polarisation de 2 volts, une tension écran de 100 volts et une tension anode de 250 volts. On pourra employer le montage de la

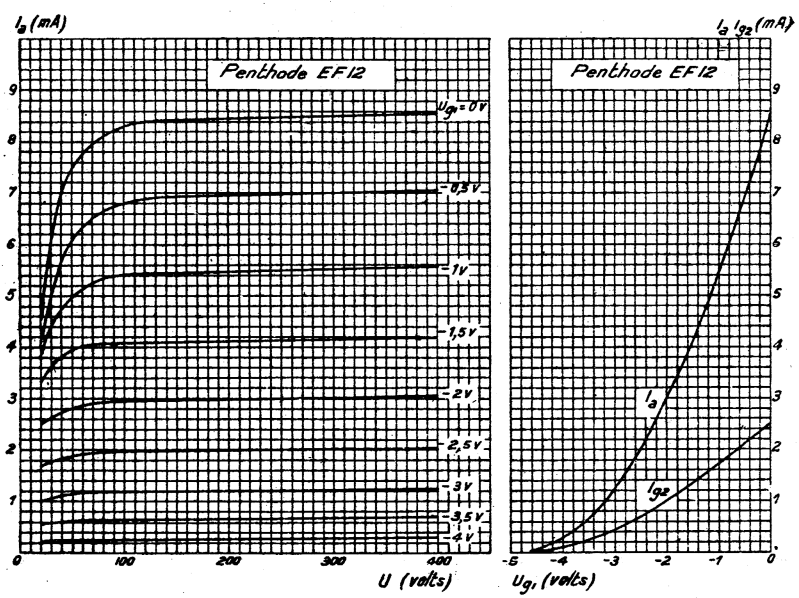


Fig. 101.

figure 100. En fixant les conditions précédentes on observera, par exemple, que l'intensité anodique est de 3,1 mA.

Cherchons quelle est la pente. Sans rien modifier des autres constantes

nous faisons varier la tension grille de 0,1 volt. L'intensité d'anode devient de 2,9 mA. Puisqu'une variation de 0,1 volt sur la grille se traduit par une variation de 3,1 — 2,9 ou 0,2 mA nous en déduisons immédiatement que la *pente* ou inclinaison est de 2 milliampères par volt.

La détermination de la résistance interne est moins facile — ou, du moins, se prête à une précision moins grande. Nous ferons varier la tension anodique pour obtenir une variation *appréciable* d'intensité. Il est nécessaire de chercher cette variation dans le sens de l'augmentation parce que, dans l'autre sens, on risque de tomber dans la région de caractéristique coudée (voir fig. 101).

Mais dans ce cas, on peut observer qu'une variation de tension de 150 volts se traduit par une variation d'intensité inférieure à 0,1 mA. On en peut déduire tout simplement que la résistance interne est supérieure à $\frac{150}{0{,}0001}$ ou $\frac{1\,500\,000}{1}$ ou 1,5 mégohms.

Le coefficient d'amplification serait donc supérieur à :

$$1{,}5 \times 2 \times 1\,000 \text{ ou } 3\,000.$$

MESURES SUR LES TRANSISTORS

135-1. Méthodes de mesure sur transistors. — La méthode de choix pour l'étude complète d'un transistor est le tracé de ses différentes caractéristiques. Celles-ci permettent de déterminer la valeur des paramètres pour les différents points de fonctionnement. Mais le tracé complet d'un réseau est une opération fort longue et délicate. Il suffira souvent de déterminer si un transistor est en état de fonctionner. Dans ce cas, on peut se contenter d'une mesure sommaire permettant de connaître approximativement les principaux coefficients.

Les méthodes qu'on peut mettre en jeu sont les suivantes :

1° *Mesure au « pont » des coefficients.*

Il faut noter, en effet, que les coefficients correspondant aux différents schémas équivalents des transistors sont des grandeurs complexes : impédances, admittances, etc. Il faut donc pouvoir dissocier les éléments actifs et réactifs. Les mesures au pont permettent d'obtenir ce résultat.

On peut utiliser un point quelconque pour la mesure des impédances. Il existe aussi dans le commerce des ponts spécialement étudiés pour cet usage.

1. Mesures en hyperfréquences. Nous en traitons au chapitre XXIII consacré aux ondes ultra-courtes.

Il va sans dire que la mesure des différentes grandeurs n'a de sens que pour une position bien définie du point de fonctionnement.

2° *Mesure directe d'un coefficient, d'après sa définition.*

C'est une méthode qui convient pour des mesures rapides — et qui peut se faire d'après les courbes caractéristiques.

3° *Mesure directe d'un élément d'un schéma équivalent.*

Nous ne reviendrons pas spécialement sur les mesures au pont qui n'offrent rien de particulier.

135-2. Tracé des courbes caractéristiques (principe). — Quand on trace les courbes caractéristiques d'un tube électronique, on fixe généralement la *tension* d'une électrode à une valeur fixée et on relève ensuite la valeur de *l'intensité* d'anode en fonction de *la tension* de l'autre électrode.

En d'autres termes le *paramètre* est une *tension*. Exemple; on fixe la *tension* de grille à — 2 volts et on relève l'intensité I_a en fonction de U_a (tension anodique). En donnant successivement à V_g, les valeurs — 2, — 4, etc., on obtient un réseau I_a/U_a.

On pourrait aussi maintenir U_a fixé, c'est-à-dire en faire une grandeur paramétrique et faire varier U_{g1}.

Cela suppose que l'on dispose de sources de *tensions* constantes. Quand il s'agit de transistors, la polarisation des électrodes n'est pas obtenue au moyen d'une *tension* mais par l'intermédiaire d'une *intensité*.

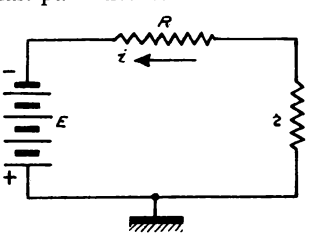


Fig. 102-1.

Ainsi, on tracera une courbe donnant, par exemple, l'intensité de courant d'émetteur en fonction de la tension d'émetteur pour une *intensité* constante du collecteur (caractéristique d'entrée). Un autre réseau (caractéristiques de sortie) donnera l'intensité dans le circuit du collecteur en fonction de la tension de collecteur pour une valeur donnée de l'intensité du courant d'émetteur.

En conséquence, pour tracer commodément ces courbes il faut pouvoir disposer de sources de courant d'*intensité constante.*

On obtient ce résultat en alimentant l'électrode considérée à travers une résistance très élevée — représentant — par exemple de 100 à 1 000 fois la résistance équivalente du circuit (fig. 102-1). Si le transistor présente une résistance équivalente r et si la résistance placée en série avec la source est R — l'intensité de courant est :

$$i = \frac{E}{r + R} \text{ ou } E/R \quad \text{si} \quad R \geqslant r$$

Ainsi toute variation de r n'aura aucune influence pratique sur la valeur de i.

Remarquons que cela revient à utiliser une source de tension 100 ou 1 000 fois plus élevée que celle dont on a strictement besoin.

Cette source de tension peut être commodément une batterie de piles quand il s'agit de transistors de petite puissance.

Pour des transistors de puissance il faudrait utiliser une batterie d'accumulateurs ou un redresseur. Mais, dans ce dernier cas, il faudrait s'assurer de la stabilité de la tension.

Les appareils de mesure seront des appareils à cadre. Pour la mesure des tensions, il faut utiliser soit des voltmètres à tubes électroniques, soit des voltmètres à cadre dont la résistance soit d'au moins 10 000 ohms par volt.

Le relevé des caractéristiques statiques s'effectue avec deux sources séparées : l'une pour l'émetteur, l'autre pour le collecteur.

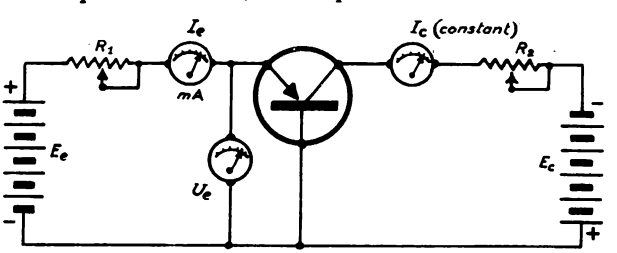


Fig. 102-2.

135-3. Caractéristique d'entrée. — C'est la courbe qui donne les variations de l'intensité d'émetteur en fonction de la tension d'émetteur pour une intensité de collecteur constante (fig. 102-2).

A l'aide de R_2 on règle donc I_c à une certaine valeur choisie (qui peut être nulle, dans ce cas le circuit est ouvert). On fait varier U_e au moyen de R_1 et on lit les valeurs correspondantes à I_e. On vérifie pour chaque courbe que I_c demeure constant. La pente de chaque courbe donne la résistance d'entrée R_{11} (fig. 102-3).

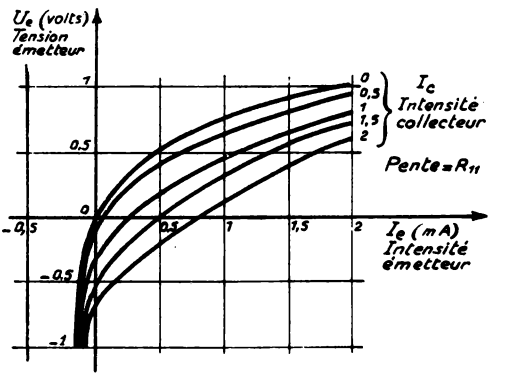


Fig. 102-3.

135-4. Caractéristique de sortie. C'est la courbe qui donne les variations de l'intensité de collecteur, en fonction de la tension de collecteur pour une valeur donnée de l'intensité d'émetteur.

Le même dispositif que ci-dessus peut convenir, mais le voltmètre est alors placé de manière à mesurer la tension de collecteur.

Nous donnons un exemple de réseau figure 102-4.

La pente en chaque point donne la valeur de la résistance de sortie R_{22}.

135-5. Autres réseaux. — De la même manière, on peut tracer :

Le réseau de réaction qui donne l'intensité de collecteur en fonction de la tension d'émetteur pour une valeur constante du courant d'émetteur. La pente donne R_{12}.

Le réseau de transfert qui donne l'intensité d'émetteur en fonction de la tension de collecteur pour une valeur constante du courant de collecteur. La pente donne R_{21}.

Bien entendu toutes les définitions précédentes ne sont valables que pour la configuration « base à la masse » ou « base commune ». On peut définir des réseaux identiques pour les deux autres configurations.

Prenons par exemple, le cas du montage « émetteur à la masse » (ou émetteur commun). La caractéristique d'entrée fournira l'intensité du courant de base, en fonction de la tension de base pour une valeur déterminée du courant de collecteur.

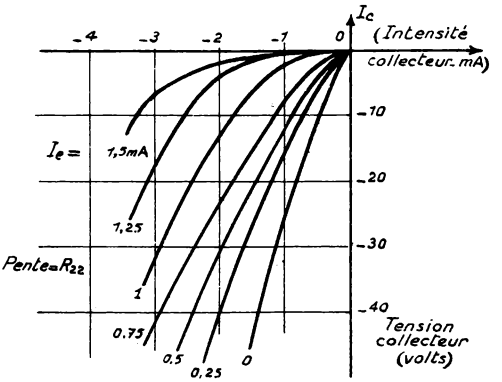


Fig. 102-4.

De même, la caractéristique de sortie, donnera l'intensité du courant de collecteur en fonction de la tension de collecteur pour une valeur donnée du courant de base.

DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS.

A partir de la connaissance des résistances R_{11}, R_{22}, R_{12}, R_{21}, etc., on peut déterminer les coefficients qui caractérisent le transistor.

Ainsi, par exemple, dans la configuration base à la masse, les éléments du schéma équivalent peuvent être calculés à partir des relations :

$$r_e = R_{11} - R_{12}$$
$$r_c = R_{22} - R_{12}$$
$$\alpha = R_{21}/R_{22}$$

Il est bon de savoir les ordres de grandeurs usuels pour les petits transistors à jonction de germanium obtenus par alliage.

On trouve :

r_e de 1 à 100 ohms
r_b de 50 à 1 000 ohms
r_c de 1 à 20 megohms
α de 0,9 à 0,99
r_m de 10 à 100 ohms

On notera que les écarts entre transistors d'un même type sont beaucoup plus importants que les écarts qu'on peut observer entre deux tubes électroniques d'un même modèle.

On notera également que la valeur de ces coefficients est fortement influencée par la température surtout s'il s'agit de transistors au germanium. Il faut donc faire les mesures à une température donnée et éviter toute manœuvre pouvant provoquer un échauffement des jonctions.

135-6. Mesure directe de alpha (α). — Le coefficient numérique α est le gain en intensité dans la configuration « base à la masse » ; le collecteur étant en court-circuit. C'est une valeur toujours inférieure à 1 (voir ci-dessus) pour un transistor à jonction. Les transistors à pointe, aujourd'hui à peu près abandonnés, pouvaient présenter des « α » compris entre 1 et 5.

Cette grandeur est fortement fonction de la fréquence. Elle est constante pour les fréquences basses — puis décroît plus ou moins rapidement quand la fréquence augmente. Par définition, *la fréquence de coupure alpha* est celle pour laquelle la valeur de α tombe à — 3 decibels au-dessous de la valeur mesurée en courant continu — ou en très basse fréquence.

La mesure directe de α en courant continu n'offre aucune difficulté. On peut utiliser le montage déjà indiqué figure 102-2.

Il faudra toutefois éviter la présence d'une résistance dans le circuit du collecteur et alimenter directement ce dernier à la tension convenable. On choisit naturellement un point de fonctionnement bien défini. Soit I_c et I_e les valeurs respectives des intensités d'émetteur et de collecteur. On provoque une très légère variation ΔI_e (de l'ordre de 0,5 milliampère, par exemple). On mesure la variation ΔI_c correspondante.

Par définition on a :

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}$$

On peut aussi effectuer la mesure en courant alternatif à une fréquence quelconque. On utilisera pour cela le montage de la figure 102-5.

Le point de fonctionnement au repos est déterminé par les valeurs I_e et I_c qu'on peut modifier à volonté en agissant sur les batteries d'alimentation. Les milliampèremètres sont shuntés par des capacités déterminées de manière à annuler leur impédance pour la fréquence de mesure de α.

La tension alternative est injectée dans le circuit de l'émetteur par l'intermédiaire d'un transformateur dont la résistance ohmique du secondaire est négligeable.

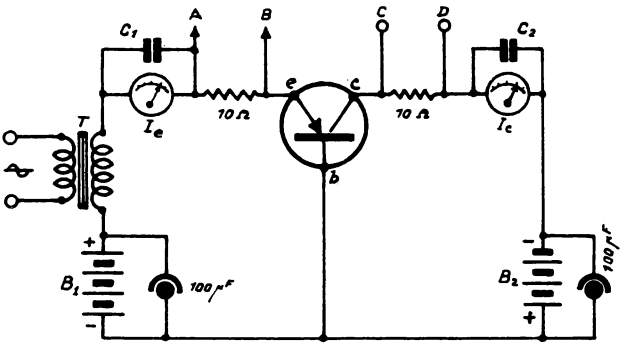


Fig. 102-5.

Plutôt que de mesurer la très faible intensité alternative injectée, il est plus précis de mesurer la chute de tension qu'elle produit entre les extrémités d'une faible résistance de valeur connue R_1. On utilise pour cela un millivoltmètre, qui est en réalité un voltmètre électronique précédé d'un amplificateur dont le gain en tension est connu. On procède de la même manière pour mesurer l'intensité du courant de sortie.

L'alpha est, comme précédemment, le rapport entre les chutes de tension *alternatives* provoquées par les deux résistances R_1 et R_2.

Une variante du procédé consiste à rendre l'une des deux résistances variable. On cherche la valeur pour laquelle la chute de tension est la même entre les extrémités des deux résistances. La valeur de alpha est alors le rapport entre les deux résistances. Dans ces conditions, l'appareil de mesure n'est plus qu'un instrument de contrôle d'égalité et sa précision d'étalonnage ou l'erreur de fréquence qu'il peut présenter n'interviennent plus.

135-7. Mesure du coefficient « Bêta » (ou β). — Le coefficient « bêta » désigné encore parfois comme le coefficient alpha prime (α') — est le gain en intensité dans la configuration *émetteur à la masse*.

On démontre que :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

On peut donc déduire la valeur de β de celle de α.

On peut aussi vouloir mesurer directement cette valeur ou établir sa variation en fonction de la fréquence.

On peut utiliser le même montage que celui de la fig. 102-5 mais en inversant les électrodes *émetteur et base, ainsi que la batterie* B_1 et le milliampèremètre à courant continu, pour maintenir la polarisation dans le sens convenable. La disposition devient alors celle de la figure 102-6.

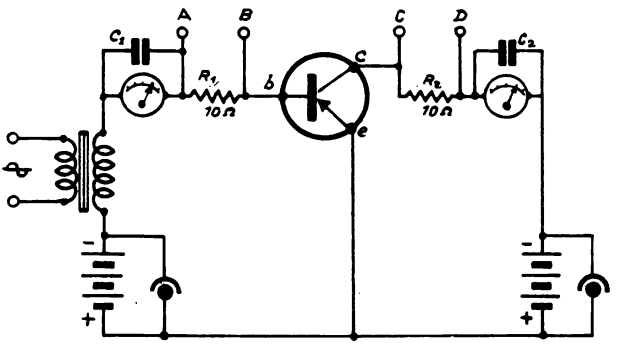


Fig. 102-6.

135-8. Amplitude des signaux. — Pour que ces mesures aient une signification, il faut éviter de surcharger le transistor. Le point de fonctionnement doit se mouvoir sur des portions de caractéristiques assez peu étendues pour qu'on puisse les considérer comme des segments de droite.

En pratique, cela signifie que la tension efficace du signal d'entrée doit être comprise entre 0,1 et 0,5 volt.

Une méthode recommandable consiste à utiliser un signal d'entrée sinusoïdal et à contrôler à l'oscillographe la forme du signal de sortie. La saturation se traduit par un écrêtage qui est immédiatement visible sur l'écran.

135-9. Mesure directe du gain en tension. — Le montage le plus usuel utilise la configuration « *émetteur à la masse* ». Il fournit un gain en puissance et un gain en tension. On peut mesurer directement le gain en tension pour des signaux alternatifs de faible amplitude.

Le montage est indiqué sur la figure 102-7. On mesure les tensions alternatives d'entrée v_e et de sortie v_c au moyen d'appareils électroniques (on peut n'employer qu'un seul voltmètre à tubes électroniques). Le rapport des tensions donne le gain cherché.

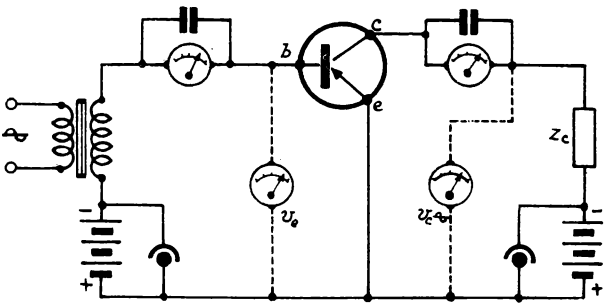


Fig. 102-7.

135-10. Remarques importantes. — Dans les paragraphes précédents, nous avons supposé qu'il s'agissait de transistor *p-n-p* qui sont, de beaucoup, les plus répandus. Tous ces montages peuvent, s'adapter au cas des transistors *n-p-n :* il suffit pour cela d'inverser le sens des polarisations.

La plupart des schémas indiqués peuvent se convertir en montage « en pont » dans lesquels on compare deux chutes de tension. Il suffit alors de disposer d'un appareil de zéro et il devient éventuellement possible de graduer directement l'appareil.

CHAPITRE VII

Applications de l'oscillographe cathodique.

136. Généralités. — L'étude théorique générale de l'oscillographe cathodique a été faite en détail dans le tome II[1]. Il est indispensable de bien connaître les bases théoriques du dispositif pour en bien comprendre les applications pratiques.

Il y a quelques années seulement, l'oscillographe cathodique était un instrument exclusivement utilisé dans certains grands laboratoires. Mais son emploi s'est répandu de plus en plus. Sans vouloir prétendre, comme d'aucuns, que l'oscillographe doit obligatoirement faire partie de l'outillage du simple dépanneur, il faut reconnaître qu'il est devenu d'un usage courant.

C'est un instrument qui peut se plier aux emplois les plus divers. Ce sera, en général, plus un instrument d'observation, d'analyse, ou de recherche, qu'un véritable instrument de mesure. En d'autres termes, il donnera plus facilement des résultats qualificatifs que quantitatifs. De plus, si son emploi est généralement simple, les indications doivent toujours être interprétées, et c'est précisément dans cette interprétation que réside souvent la plus grande difficulté.

Le principal défaut du tube à rayons cathodiques est son manque de sensibilité. La constante normale des tubes usuels est, en moyenne, de l'ordre de 0,25 mm par volt; c'est-à-dire que l'application d'une tension de 1 volt entre les plaques de déviation a pour résultat une déviation de 0,25 mm du spot lumineux sur l'écran. Pour obtenir une image de 5 cm ou 50 mm il faudra donc disposer d'une tension de : $\frac{50}{2 \times 0{,}25}$ ou 100 volts, en tenant compte du fait que chaque alternance donne une déviation en sens inverse. Or, il est tout à fait exceptionnel qu'on puisse directement disposer d'une tension aussi élevée. On est donc dans l'obligation de passer par un amplificateur. Cette nécessité pose de nombreux

1. Voir tome II , chapitre XVIII, paragraphe 339 et suivants.

problèmes quand il s'agit d'une mesure. Il est, en effet, indispensable que l'amplification n'amène ni distorsion de fréquence, ni distorsion d'amplitude, ni distorsion de phase. Le gain doit être rigoureusement constant.

Pour faire des mesures précises avec l'oscillographe, il est indispensable d'alimenter l'appareil à tension constante. En effet, la sensibilité du tube est inversement proportionnelle à la tension d'alimentation et cette dernière dépend directement de la tension du secteur.

D'autre part, le « gain » d'un amplificateur normal sans contre-réaction varie généralement d'une manière importante avec la tension d'alimentation.

137. Constitution d'un oscillographe usuel. — Un ensemble oscillographique comporte un certain nombre d'éléments distincts.

Le tube et ses dispositifs de réglage (fig. 103).

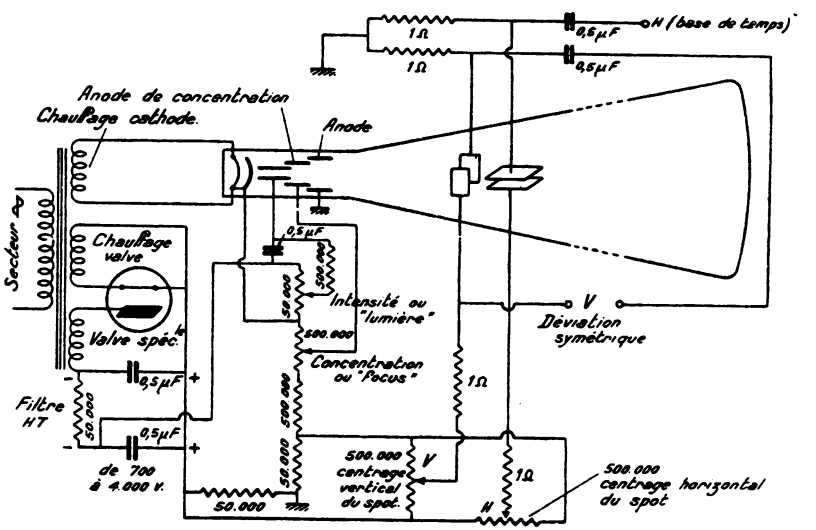


Fig. 103.

Le tube est généralement disposé de manière que l'écran luminescent soit vertical. Il est avantageux de le placer dans un endroit peu éclairé, de telle sorte que, par contraste, le « spot » soit bien visible. On prolongera notablement la durée du tube en n'exigeant qu'un minimum de brillance du spot. De plus, les tracés seront généralement plus nets. On peut entourer le tube d'un tube de carton qui crée une demi-obscurité autour de l'écran. Les observations sont ainsi beaucoup plus faciles.

Un premier potentiomètre marqué *intensité* ou *lumière* commande la tension négative appliquée sur la grille ou *Wehnelt*. Il permet de régler l'intensité du « spot ». Répétons qu'il faut n'exiger qu'une luminosité aussi faible que possible, et plus particulièrement encore quand le spot est immobile. Dans ce dernier cas, pour peu que la tension anodique soit élevée, il pourrait y avoir destruction rapide de la matière luminescente de l'écran.

Le second réglage, marqué généralement *focus* ou *concentration*, commande la tension de concentration ou d'anode auxiliaire. Il permet de régler la grosseur de l'image électronique de la cathode et, par conséquent, la netteté du tracé. Il faut remarquer que les deux réglages précédents sont dépendants. Quand on modifie l'intensité, on est amené, le plus souvent, à retoucher au réglage de concentration.

Deux potentiomètres auxiliaires marqués H et V permettent de centrer exactement le « spot » au centre de l'écran. L'un produit le déplacement vertical et l'autre le déplacement horizontal. Dans de nombreux appareils ces réglages sont accessibles à l'aide d'un tournevis.

b) *Alimentation du tube (fig. 103).*

Le transformateur d'alimentation comporte un enroulement de chauffage pour la cathode, un enroulement pour la tension anodique, et un enroulement de chauffage pour la valve. Entre ces enroulements existent des tensions alternatives qui dépassent souvent plusieurs milliers de volts. Il est donc nécessaire que l'isolement des différents circuits ait été particulièrement soigné.

De plus, le rayon cathodique est sensible aux champs magnétiques, même de faible intensité. Le champ de fuite du transformateur doit être négligeable, ce qui suppose une construction soignée et un calcul très large, ne prévoyant qu'une induction très modérée dans les tôles. De plus, pour cette même raison, on sera souvent conduit à enfermer tous les circuits d'alimentation dans un blindage épais en métal à haute perméabilité magnétique.

L'importance de la tension anodique conduira à utiliser une valve à filament de tungstène pur et à éviter l'emploi des valves à filament récouvert d'oxydes. Le filtrage pourra être fait assez facilement parce que l'intensité de courant nécessaire demeure toujours très faible. En effet, elle est pratiquement inférieure à un milliampère. Dans ces conditions, il n'y aura pas d'objection à utiliser une simple résistance de 10 à 50 000 ohms pour le filtrage. Les condensateurs seront au mica ou au papier. Une capacité de 0,5 µF dans chacune des branches sera suffisante.

138. La base de temps (fig. 103 bis). - La base de temps est le dispositif permettant d'obtenir les tensions en *dents de scie*, c'est-à-dire dont la grandeur croît depuis zéro jusqu'à une certaine valeur, proportionnellement au temps; puis retombe à zéro, d'une manière aussi rapide que possible.

Nous avons indiqué qu'il était possible d'utiliser soit un dispositif à thyratron, soit encore un montage utilisant des tubes à vide. Le principe demeure d'ailleurs le même dans les deux cas : un condensateur se charge à intensité constante à travers une certaine résistance R. La période des

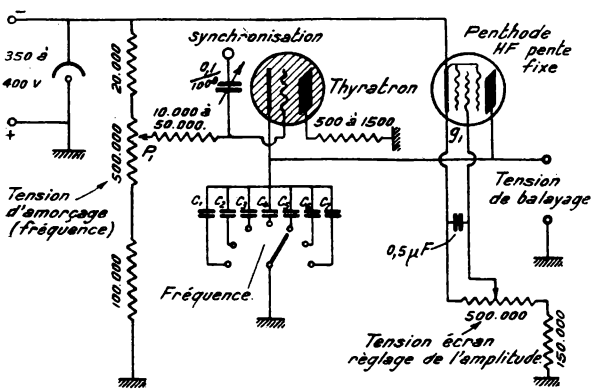


Fig. 103 *bis*.

Capacités. $C_1 = 4$ µF. — $C_2 = 1$ µF. — $C_3 = 0{,}2$ µF. — $C_4 = 50\,000$ pF — $C_5 = 8\,000$ pF. — $C_6 = 1\,500$ pF. — $C_7 = 500$ pF.
Gamme de fréquences en agissant sur P1. — 2 à 4 Hz — 7 à 35 — 30 à 200 — 150 à 1 000 — 800 à 5 000 — 4 000 à 15 000 — 10 000 à 35 000 Hz.

oscillations de relaxation est déterminée par la constante de temps R × C de l'ensemble. Le dispositif à intensité constante est généralement une penthode. Celle-ci joue, en même temps, le rôle de résistance variable. On agit, pour cela, sur sa tension de grille ou sur sa tension de grille écran. La décharge brusque des condensateurs est déclanchée par l'amorçage d'un thyratron ou par l'action d'une lampe de puissance. Nous donnons fig.103 *bis*.un exemple de réalisation utilisant un thyratron et une penthode de charge.

En agissant sur la tension de grille du tube penthode ou sur la tension écran (fig. 103 *bis*) on règle la *fréquence* de la base de temps ; en agissant sur la tension d'amorçage on règle *l'amplitude*. Les deux phénomènes réagissent habituellement l'un sur l'autre, ce qui se conçoit sans peine puis-

qu'en diminuant, par exemple, l'amplitude, on provoque plus tôt la décharge du condensateur et on agit ainsi sur la *période.*

Un dispositif de synchronisation de la base de temps est généralement prévu. Il permet de dériver sur la grille du tube de décharge une fraction de la tension à observer. On obtient ainsi un asservissement partiel de la fréquence de balayage à la fréquence qu'il s'agit d'observer. Dans l'exemple donné figure 103 *bis* la tension de synchronisation est réglée par un condensateur, mais on pourrait aussi bien utiliser un potentiomètre.

Pour que l'on puisse tirer des conclusions valables de l'image observée sur l'écran il est indispensable que le « balayage » soit rigoureusement linéaire. Cette condition est pratiquement réalisée pour les fréquences comprises entre quelques périodes et quelques dizaines de milliers de périodes par seconde. Mais il n'en est généralement pas ainsi pour les fréquences dépassant 30 ou 40 000 Hertz. La durée de la décharge ne peut plus être considérée comme négligeable par rapport à la durée de la charge. On n'est plus en présence d'une tension en dents de scie. Les dispositifs utilisant des tubes à vide, à condition d'être parfaitement étudiés et réalisés, permettent d'obtenir un balayage linéaire jusqu'aux environ de 100 000 hertz.

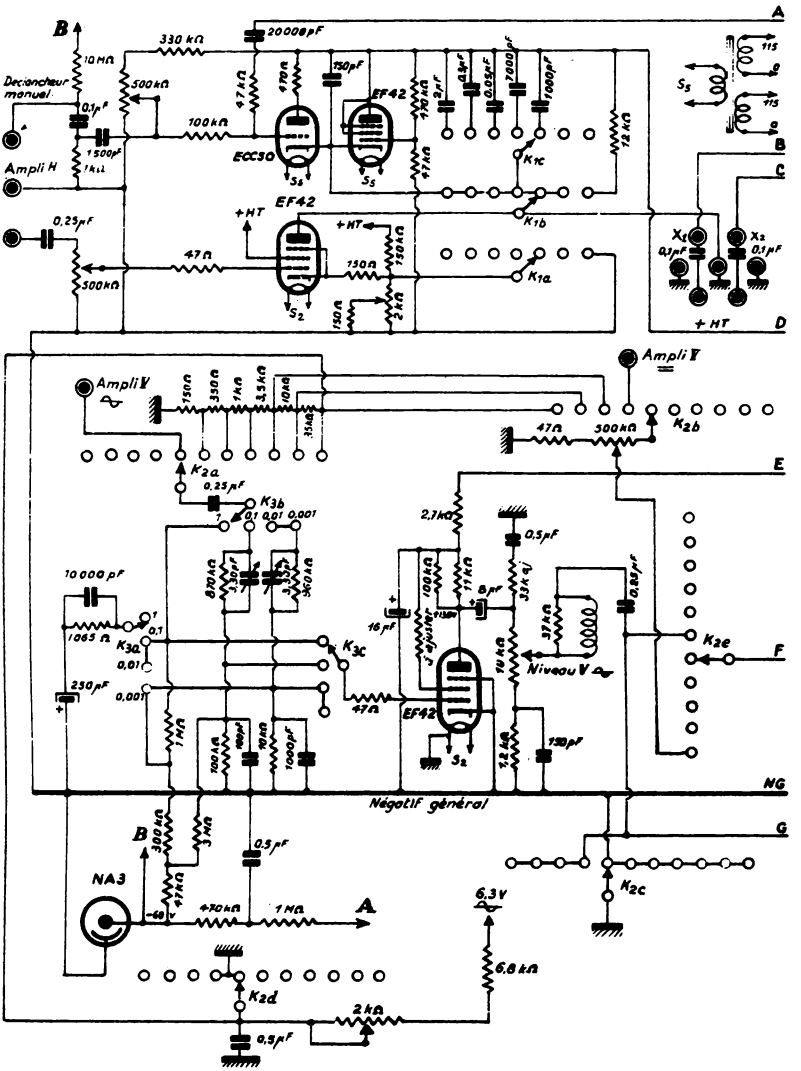
La base de temps est alimentée par un transformateur séparé qui fournit en même temps la tension de chauffage des différents tubes, et la tension anodique, par l'intermédiaire d'une valve et d'un filtre. Il est nécessaire de prendre les mêmes précautions que pour l'alimentation des circuits du tube.

Nous avons décrit dans le tome II, aux paragraphes 366-1 et suivants différents schémas de bases de temps.

139. Amplificateur. — L'amplificateur doit pouvoir fournir des tensions dépassant 100 volts efficaces avec une distorsion négligeable. Il s'agira donc d'un véritable amplificateur de puissance. Il comportera un ou deux étages couplés par résistance, en prenant toutes les précautions pour que les déformations soient aussi réduites que possible.

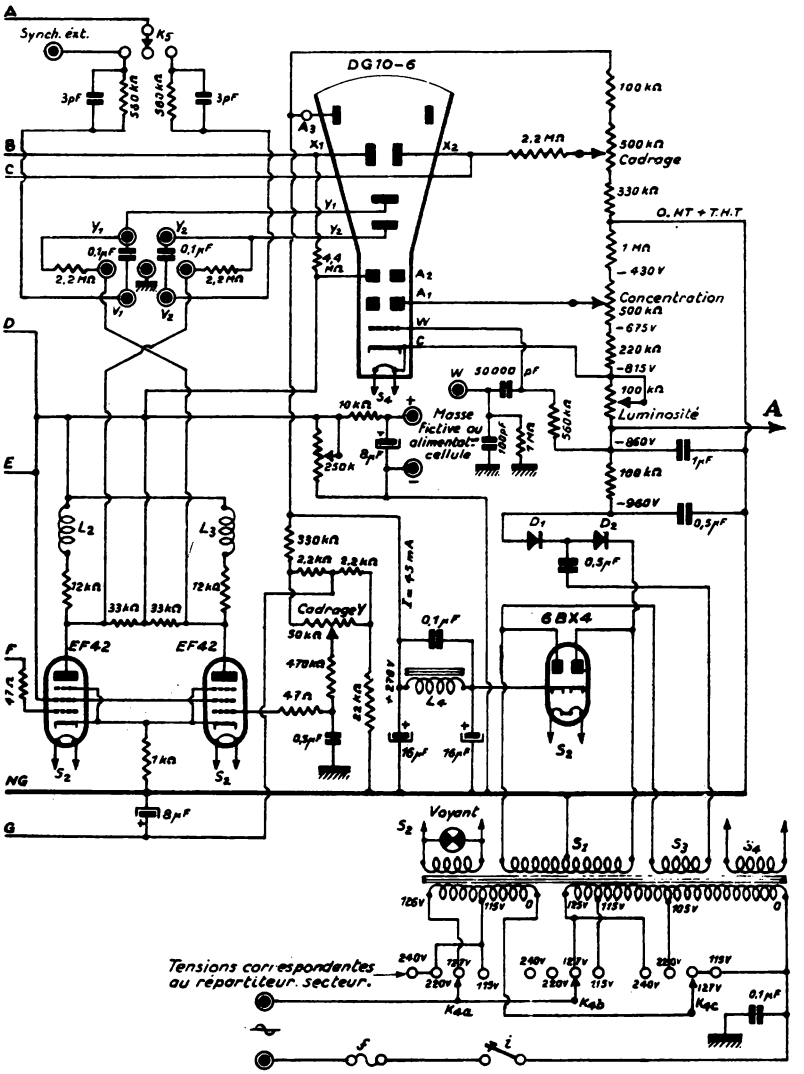
Pratiquement, on prévoit souvent un commutateur plus ou moins compliqué qui permet d'éliminer l'amplificateur, d'utiliser un étage, d'employer les deux étages, de l'utiliser soit pour la déviation verticale, soit pour la déviation horizontale, etc... Il est certain que ces combinaisons sont commodes. *Elles ont l'inconvénient grave d'augmenter les capacités parasites du circuit d'entrée et, trop souvent, de rendre l'oscillographe inapte à l'examen des tensions à fréquence élevée.*

En prenant des précautions toutes particulières, dans la disposition des



A
B
C
D
E
F
NG
G
Decloncheur manuel
Ampli H
Ampli V
Ampli V
Niveau V
Négatif général
ECC50
EF42
EF42
EF42
NA3
+HT
+HT
+HT
+HT
10 MΩ
330 kΩ
20000 pF
500 kΩ
100 kΩ
47 kΩ
470 Ω
150 pF
470 kΩ
47 kΩ
12 kΩ
0,1 μF
1500 pF
1 kΩ
0,25 μF
500 kΩ
47 Ω
150 Ω
150 kΩ
2 kΩ
150 Ω
150 Ω
330 Ω
1 kΩ
3,5 kΩ
10 kΩ
35 kΩ
47 Ω
500 kΩ
0,25 μF
0,1
0,01
0,001
10 000 pF
1065 Ω
250 pF
1 MΩ
100 kΩ
100 pF
10 kΩ
1000 pF
2,7 kΩ
0,5 μF
100 kΩ
11 kΩ
8 pF
33 kΩ
16 pF
37 kΩ
0,25 μF
10 kΩ
1,2 kΩ
150 pF
300 kΩ
3 MΩ
0,5 μF
47 kΩ
470 kΩ
1 MΩ
6,3 V
6,8 kΩ
2 kΩ
0,5 μF
115
0
115
0

Fig. 104-1.



Synch. ext.
K5
3pF
560kΩ
560kΩ
3pF
DG10-6
A3
X1
X2
2,2 MΩ
100 kΩ
500 kΩ
Cadrage
330 kΩ
O. HT + T.H.T
1 MΩ
-430 V
Concentration
500 kΩ
-675 V
220 kΩ
-815 V
100 kΩ
Luminosité
-860 V
1μF
100 kΩ
-960 V
0,5μF
Y1
Y2
0,1μF
2,2 MΩ
V1
V2
4,4 MΩ
A2
A1
W
C
S4
W
50000 pF
10 kΩ
Masse fictive ou alimentat. cellule
100pF
1 MΩ
560kΩ
250k
8μF
D1
D2
0,5μF
L2
L3
12kΩ
33kΩ
33kΩ
12kΩ
330kΩ
2,2kΩ
2,2kΩ
I = 45 mA
Cadrage Y
50kΩ
470kΩ
47Ω
22kΩ
+270V
0,1μF
L4
16μF
16μF
6BX4
EF42
EF42
47Ω
S2
S2
1kΩ
8μF
NG
G
Voyant
S2
S1
S3
S4
125V
115V
0
125V
115V
105V
0
240V
127V
220V
115V
240V
127V
220V
115V
240V
220V
115V
127V
K4a
K4b
K4c
0,1μF
Tensions correspondantes au répartiteur secteur.
f
i

Fig. 104-2.

éléments, en choisissant la qualité de ces derniers, on peut construire des amplificateurs linéaires entre quelques dizaines et 1 000 000 de périodes par seconde(1 MHz).

L'amplificateur est alimenté, soit par la même tension anodique que le thyratron, soit par une alimentation séparée. Dans le premier cas, des dispositifs de découplage largement prévus sont indispensables.

139 bis. Exemple de réalisation industrielle d'oscillographe. — A titre documentaire nous publions ci-contre figure 104-1, le schéma complet d'un oscillographe industriel (Ribet et Desjardin, modèle 267-B). L'étude de ce schéma sera un excellent exercice.

On pourra noter les points suivants.

Les plaques de déviation horizontale peuvent, soit recevoir une tension en dents de scie fournie par la base de temps qui utilise des tubes à vide, soit être alimentées par un amplificateur.

La base de temps couvre en 6 étapes, une gamme de fréquences qui s'étend de 1 période par seconde environ jusqu'au-delà de 150 000. Un réglage « fin » permet d'obtenir la fréquence exacte que l'on désire. L'amplitude du balayage horizontal est réglable.

Quand le commutateur est placé sur la position « ampli B » le balayage est supprimé et la penthode de charge de la base de temps sert de tube amplificateur.

Le gain en tension est de 30. Pour obtenir un déplacement du spot sur l'écran de 1 centimètre, il faut appliquer à l'entrée une tension de 0,55 volt (de crête à crête).

La bande passante (à — 6 décibels) s'étend de 50 à 300 000 hertz.

AMPLIFICATEUR VERTICAL.

Il comporte un étage d'entrée équipé d'une penthode à grande pente EF 42 et un étage de sortie symétrique. Cette dernière disposition élimine la distorsion d'amplitude dite « trapézoïdale ».

L'étage final est à auto-déphasage (résistance de cathode commune et non découplée).

On peut, à volonté, employer seulement l'étage final. Il suffit pour cela de relier la tension entrée entre la borne marquée « Ampli V » et la masse.

Le gain en tension est de 70.

Sensibilité : 0,25 volt de crête à crête par centimètre de déviation.

Bande passante (à — 6 dB) de 0 à 1 mégahertz.

Pour utiliser les deux étages de l'amplificateur vertical on relie la tension aux bornes marquées « Ampli V ».

Le gain en tension est de 2 500.

Sensibilité 0,006 volt de crête à crête par centimètre de déviation.

Bande passante à — 6 dB : de 20 hertz à 800 000.

Mesures sans base de temps.

140. 1° Tensions et Intensité. — Un certain nombre d'observations et de mesures sont possibles sans base de temps. Nous allons tout d'abord les décrire. Nous avons déjà indiqué plus haut que le tube à rayons cathodiques permettait de mesurer les tensions et les intensités.

Nous avons indiqué à ce sujet quelles étaient les limitations imposées par la nécessité d'utiliser un amplificateur, ainsi que la variation de sensibilité qui résulte d'une variation dans la tension d'alimentation.

L'avantage le plus important du tube à rayons cathodiques, utilisé comme voltmètre, c'est que son étalonnage est indépendant de la fréquence jusqu'aux environs de 80 à 100 000 kilocycles (longueur d'onde 3 m.). Toutefois, pour des fréquences aussi élevées, la capacité entre les plaques de déviation et entre les connexions peut constituer une très faible impédance d'entrée. Il y aura donc lieu de tenir compte de cet effet.

141. Mesure des déphasages. — Si l'on appliquait la même tension sinusoïdale sur les plaques verticales et horizontales, le tracé prendrait la forme d'une ligne droite inclinée de 45° sur l'horizontale (ligne BCD, fig. 105) si la sensibilité des deux groupes de plaque était égale. On peut montrer par le calcul que l'équation du mouvement résultant des déplacements pendulaires du spot dans les deux sens est précisément celle d'une droite. Mais la construction graphique de la figure 105 conduit plus simplement au même résultat.

Les tensions appliquées sur les deux paires de plaques sont ici obligatoirement en phase. On peut faire la même expérience en utilisant des tensions de même fréquence dont on peut faire varier la différence de phase.

Si nous produisons un déphasage de grandeur croissante, nous observerons que la ligne droite devient une ellipse dont la grandeur du petit axe croît avec le déphasage (fig. 105 *bis*). Pour un déphasage de 90°, le tracé devient un cercle parfait, à condition que la déviation verticale et la

déviation horizontale soient égales. Cela suppose évidemment des tensions légèrement différentes, puisque la sensibilité des deux paires de plaques n'est pas la même.

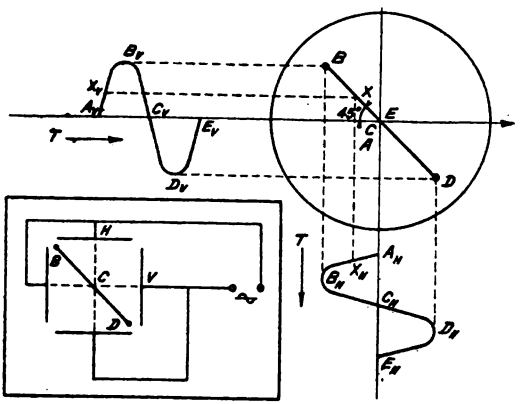


Fig. 105.

Si cette condition n'est pas réalisée, on obtient une ellipse dont les axes sont verticaux et horizontaux.

En augmentant le déphasage au delà de 90°, le tracé reste encore une ellipse.

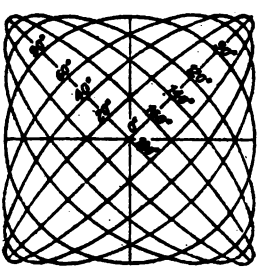


Fig. 105 *bis*.

Le petit axe devient de plus en plus petit comme le déphasage augmente et l'ellipse se réduit à une droite inclinée de 135° pour un déphasage de 180°. La même série de tracés se reproduit au delà de 180°. Les ellipses obtenues s'inscrivent dans un carré, c'est-à-dire qu'elles sont à la fois tangentes aux quatre côtés, si les déviations verticales et horizontales sont égales (fig. 105 *bis*). Sinon, la figure s'inscrit dans un rectangle.

On peut mesurer le déphasage en s'aidant du gabarit donné figure 105 *bis* que l'on peut reproduire sur une feuille transparente. On peut interpoler entre les différents tracés.

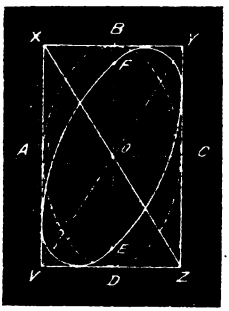


Fig. 106.

Quand les deux déviations sont inégales, on peut se servir du tracé de la figure 106 en remarquant que :

$$\sin \varphi = \frac{EF}{DB}.$$

Il est évidemment assez délicat de mesurer EF et DB avec rigueur. Quand on veut connaître le déphasage avec la plus grande précision, il faut avoir recours à des méthodes plus compliquées.

142. Application à la mesure des impédances. — Supposons que nous voulions mesurer l'angle de phase et l'impédance d'un haut-parleur. Nous réaliserons le montage figure 107 qui est la traduction d'un montage

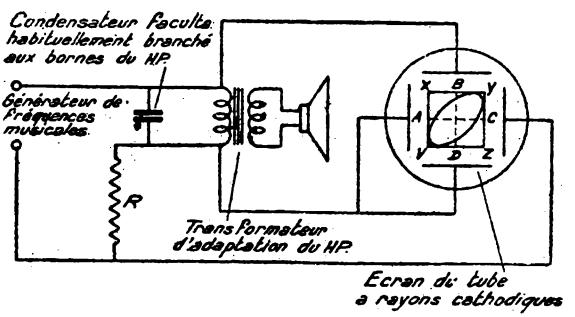


Fig. 107.

déjà indiqué plus haut, en utilisant, cette fois, non plus un voltmètre amplificateur mais les deux groupes de plaques de déviation d'un tube à rayons cathodiques.

En série avec la source à fréquence musicale, on branche l'impédance à mesurer (ici le haut-parleur) et une résistance R variable ou non.

En branchant le tube à rayons cathodiques comme il est indiqué, la déviation horizontale est proportionnelle à la tension E_r et à la sensibilité horizontale, tandis que la déviation verticale est proportionnelle à E_z, tension entre les extrémités de l'impédance et à la sensibilité verticale.

L'intensité de courant qui traverse R et Z est la même, puisque les deux éléments sont en série (fig. 108). On a donc :

$$\frac{Z}{E_z} = \frac{R}{E_r}$$

d'où

$$Z = R \cdot \frac{E_z}{E_r}$$

Il est particulièrement commode de rendre R variable. En agissant sur sa valeur, on cherche à obtenir que les deux tensions E_z et E_r soient égales. A ce moment on a R = Z.

Il importe de remarquer que la condition précédente ne correspond pas au cas où le quadrilatère d'inscription de l'ellipse est un carré, puisque la sensibilité de deux paires de plaques n'est pas la même. Ce doit être, au contraire, un rectangle dont le rapport des côtés est précisément égal au rapport des sensibilités.

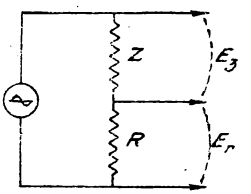


Fig. 108.

De l'examen de l'ellipse, il est facile de connaître l'angle de phase du haut-parleur en opérant comme il est indiqué dans le paragraphe précédent.

L'essai pourra naturellement être fait pour différentes fréquences d'alimentation.

Un haut-parleur idéal aurait une impédance constante en fonction de la fréquence et son angle de phase serait aussi réduit que possible. En d'autres termes, il constituerait une charge purement ohmique pour le tube de sortie.

Une telle mesure doit se faire sans passer par l'amplificateur de l'oscillographe. En effet, celui-ci introduirait obligatoirement un déphasage qui viendrait complètement fausser les mesures. Il est donc indispensable de pouvoir disposer d'une tension d'alimentation assez élevée.

143. Comparaison de fréquences. — Le tube à rayons cathodiques permet très facilement de déterminer le rapport des fréquences entre deux tensions quelconques. Lorsqu'une des fréquences est connue, l'autre se trouve immédiatement déterminée.

La comparaison se fait simplement en appliquant chacune des tensions sur une paire de plaques (fig. 109). Pour cette comparaison, il est indifférent de passer par l'amplificateur, puisque ce dernier ne peut pas agir sur la grandeur des fréquences à comparer.

En appliquant une tension alternative sur chacune des paires de plaques

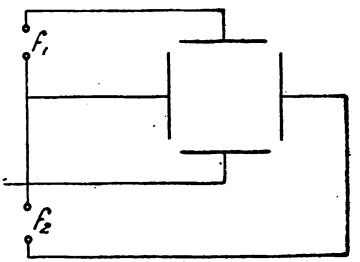


Fig. 109.

on obtient un diagramme plus ou moins compliqué ou *figure de Lissajous.*

C'est de l'examen de ces figures qu'on peut déterminer le rapport $\frac{f_1}{f_2}$.

Pour que le diagramme soit fixe, il faut que le rapport *puisse se ramener à un rapport de nombres entiers.* (Ex. $\frac{7}{3}, \frac{4}{9}, \frac{11}{19}$, etc...).

S'il n'en est pas ainsi, le diagramme se meut plus ou moins rapidement. Son mouvement est d'autant plus lent que la condition précédente est plus près d'être remplie. Un mouvement très lent est souvent d'une

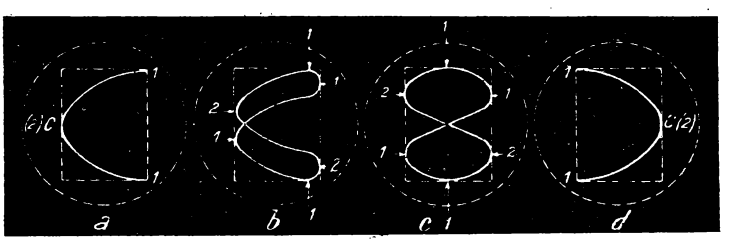


Fig. 110.

interprétation plus facile que l'immobilité, parce que certaines boucles des figures peuvent se cacher les unes derrière les autres.

Le diagramme de Lissajous s'inscrit toujours dans le rectangle VXYZ défini déjà plus haut.

Le rapport cherché est donné par le rapport entre le nombre des points de tangence sur un côté vertical et un côté horizontal.

Dans le cas d'un rapport 1/1, d'un déphasage de 90° et de deux déviations égales, c'est-à-dire de l'égalité des fréquences, on obtient une figure circulaire qui n'est un cercle qu'en cas où il n'y a pas de distorsion. Si le rapport est légèrement différent de 1 le cercle tourne sur lui-même. *On peut, en effet, considérer qu'il s'agit alors de deux tensions à même fréquence présentant une différence de phase régulièrement variable.*

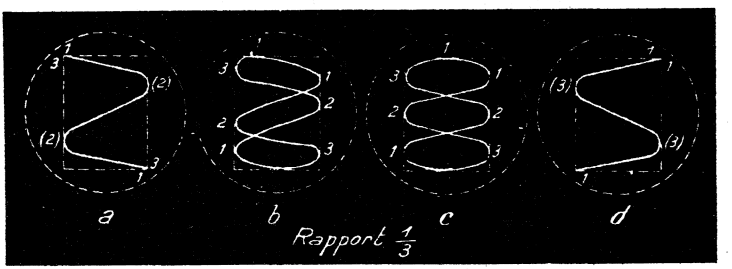


Fig. 111.

Ainsi la figure de Lissajous aura successivement tous les aspects de la figure 105 et l'on aura l'impression de regarder un cerceau qui tourne sur lui-même...

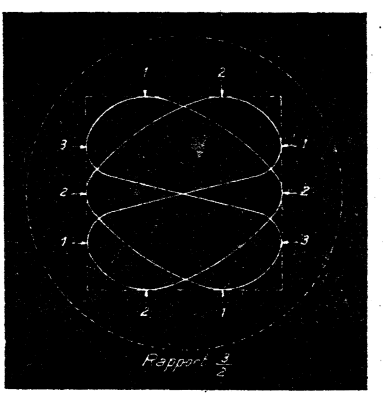


Fig. 112.

Dans le cas d'un rapport 1/2 ou 2/1 (suivant le sens de branchement des plaques) on obtiendra les aspects des figures 110 *a*, *b*, *c*, *d*. La figure 110 *a* correspond à la superposition de deux courbes identiques, il y a donc en

réalité deux points de tangence en C. L'interprétation peut être difficile, c'est pourquoi il est préférable de régler une des fréquences à comparer pour obtenir un déplacement lent du diagramme qui passe ainsi succes-

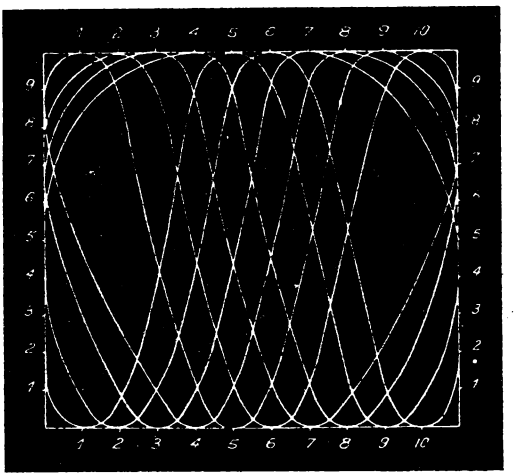


Fig. 113.

sivement par les aspects *a*, *b*, *c*, *d*... On voit nettement que dans les diagrammes *b* et *c* il y a un point de tangence pour chacun des côtés horizontaux et deux pour les côtés verticaux. Le rapport est donc 2/1. La figure *a* correspond à un déphasage nul entre les deux tensions, la

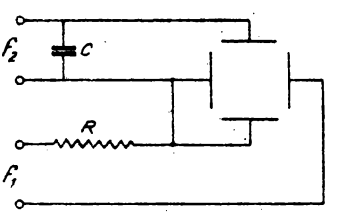


Fig. 114.

figure *d* à un déphasage de 180°. La figure *c*, quand les deux boucles sont symétriques, à un déphasage de 90° ou de 270°.

Les diagrammes de la figure 111 correspondent à un rapport 1/3 et à différents déphasages.

La figure 112 est relative à un rapport 2/3.

Nous donnons figure 113 un exemple plus complexe encore. On voit

que l'interprétation peut présenter des difficultés. Il devient en effet assez difficile de compter le nombre des boucles tangentes, d'autant plus qu'en règle générale ces boucles se déplacent (Rapport 10/9).

En introduisant un circuit déphaseur (fig. 114) dans un des circuits d'entrée, on peut obtenir un étalement du diagramme (fig. 115). On obtient un diagramme circulaire quand, à la fréquence f_2, la réactance

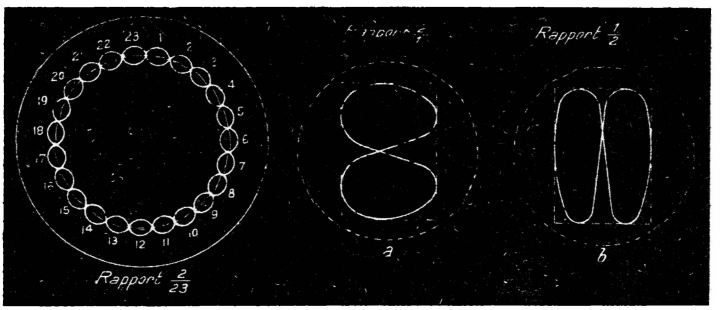


Fig. 115-116.

de C est égale à la résistance R.

L'interprétation devient ainsi beaucoup plus facile.

Dans l'exemple figure 115, il y a 23 boucles dont chacune est coupée deux fois; le rapport est donc 2/23.

144. Utilisation pratique. — Il est d'ailleurs fort rare qu'on ait besoin d'utiliser des rapports aussi compliqués. Le problème pratique se présentera le plus souvent sous la forme suivante :

On disposera d'une source de fréquences étalon : un disque de fréquences, un diapason, etc... et il s'agira, en partant de cette fréquence fixe, d'étalonner, par exemple, un générateur de fréquences musicales.

Supposons que la fréquence étalon soit de 1 000 hertz . Le rapport 1 nous donnera le point 1 000 et par l'observation des rapports simples et faciles à interpréter nous trouverons successivement :

Rapport	2.....	2 000
	3.....	3 000
	4.....	4 000 etc...
	1/2.....	500
	1/3.....	333
	1/4.....	250 etc...

Un rapport 2 ou 1/2 donne des figures de comparaisons identiques,

mais décalées naturellement de 90° (fig. 116 *a* et *b*). Il en est de même pour tous les rapports usuels.

Il va sans dire qu'il ne s'agit là que d'une comparaison et que l'exactitude de la fréquence déterminée dépend directement de l'exactitude avec laquelle on connaît la fréquence étalon.

Il serait particulièrement commode de prendre comme étalon la fréquence 50 p : s du secteur. On pourrait fixer sans difficulté les fréquences 100, 200, etc... et, à partir de la fréquence 500, par exemple, déterminer les fréquences 1 000, 1 500, etc... jusqu'à 10 000.

Mais si la *fréquence moyenne* du secteur est, en général, très exactement 50 p : s, il y a souvent des variations instantanées relativement importantes.

145. Mesure du gain d'un étage amplificateur. — Le principe de cette mesure très simple est indiqué figure 117. La tension d'entrée E_e est appliquée sur une des paires de plaques par l'intermédiaire facultatif

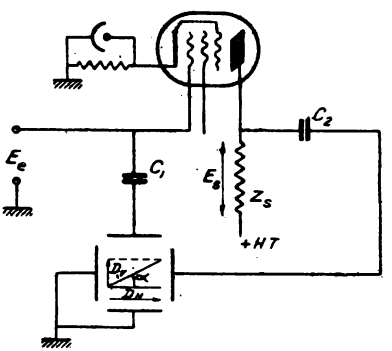


Fig. 117.

d'un condensateur de séparation dont on peut négliger l'impédance à la fréquence considérée. La tension de sortie est appliquée à l'autre paire de plaques. Il s'agit naturellement de deux tensions à fréquence égale. Le déphasage est, en général, voisin de 180°; aussi, la figure obtenue est une ellipse très aplatie que l'on peut souvent confondre avec une droite, dans le cas où il n'y a pas distorsion.

La déviation horizontale est :

$$D_H = E_s \times S_H.$$

si S_H est la sensibilité des plaques horizontales.

La déviation verticale est :

$$D_V = E_s \times S_V.$$

Le gain étant : $$A = \frac{E_s}{E_e}$$

on a évidemment :

$$A = \frac{D_H}{D_V} \times \frac{S_V}{S_H}$$

On peut remarquer que $\frac{D_V}{D_H}$ est la tangente de l'angle α. On peut donc lire, pour un tube donné, le gain d'un étage directement en fonction de α.

Mais, en règle générale, ce système simple ne sera applicable qu'au cas d'un étage de sortie par tube triode avec lequel les tensions d'entrée sont suffisamment élevées pour donner une déviation mesurable avec précision et, en même temps, peu différentes de la tension de sortie. Le gain en tension d'un étage de sortie triode est souvent de l'ordre de 1.

Quand il s'agira d'un étage penthode, les tensions d'entrée seront,

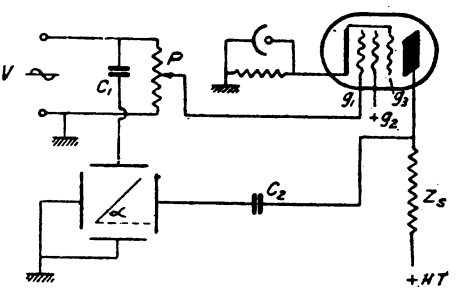


Fig. 118.

tout au plus, de l'ordre de quelques volts et ne provoqueront qu'une déviation insignifiante du spot cathodique. On tournera la difficulté en utilisant le montage fig. 118. Une fraction seulement de la tension musicale d'entrée est appliquée sur le tube amplificateur, alors que la totalité est appliquée entre les plaques de déviation.

La déviation verticale dépend uniquement de la tension alternative V et de la sensibilité verticale. Quant à la déviation horizontale, elle dépend :

a) du gain de l'étage;

b) de la tension de P qui est un potentiomètre diviseur de tension;

c) de V;

d) de la sensibilité verticale.

Mais, pour un angle α donné, qu'on choisira, par exemple de 45° pour la commodité des mesures, il est facile de voir que le gain de l'étage ne

dépend plus que de la position P. On pourra graduer directement ce dernier en « gain ».

Pratiquement la manœuvre sera donc la suivante :

On admettra en V une tension correspondant à la charge normale du tube amplificateur à examiner. Après quoi, on réglera P de telle sorte que le tracé sur l'écran soit incliné de 45°. Ce réglage sera généralement obtenu sans difficulté : les écrans portent généralement un transparent quadrillé, avec lequel l'appréciation d'une diagonale à 45° est très facile.

De la position de P on déduira immédiatement le gain cherché. La graduation de P aura pu être obtenue à l'aide d'un voltmètre amplificateur ou même à l'aide d'un voltmètre ordinaire, en tenant compte du rapport des sensibilités des deux groupes de plaques.

146. Déphasage de l'étage d'amplification. — Nous avons déjà indiqué qu'en règle générale le tracé ne sera pas une ligne simple, mais une courbe ovale dont la largeur permettra précisément de déterminer le déphasage ou, plus exactement, *l'écart de phase* par rapport aux 180° normalement apportés par le tube amplificateur.

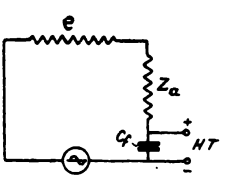


Fig. 119.

On observera que l'écart de phase n'est pratiquement jamais nul, même quand la charge d'anode de Z_a est une pure résistance. C'est que, même dans ce cas, la charge anodique n'est pas purement ohmique, surtout pour les fréquences relativement basses. En effet, le circuit anodique du tube final peut se ramener à la figure 119 dans laquelle r est la résistance interne du tube final, R_a la charge anodique et C_f le dernier condensateur de filtrage.

L'écart de phase ne sera négligeable que si la réactance de C_f est négligeable par rapport à r et Z_a. Cette condition ne sera respectée que pour les fréquences assez élevées.

Pour les fréquences les plus élevées, l'écart de phase sera dans l'autre sens parce que, en règle générale, la charge anodique R_a aura une composante inductive qui deviendra importante par rapport à la composante

purement ohmique. Cet écart dépendra principalement du haut-parleur et du transformateur d'adaptation.

147. Application aux amplificateurs à contre-réaction. — Nous avons reconnu dans le tome II[1] qu'il était indispensable de réaliser certaines relations de phase entre les tensions d'entrée et de sortie dans un amplificateur à contre-réaction. Il est indispensable que l'écart de phase ne dépasse pas certaines valeurs, sinon tout fonctionnement stable devient impossible.

Dans la mise au point d'un tel amplificateur la détermination de cet écart de phase en fonction de la fréquence est donc particulièrement souhaitable. Le montage figure 118 s'y prête parfaitement. Toutefois, le potentiomètre P est monté à l'entrée de l'amplificateur lui-même.

Il suffira d'admettre aux bornes de P une tension constante dont on fait varier la fréquence. L'angle α (fig. 118) doit demeurer constant si le gain ne varie pas avec la fréquence. D'autre part, la largeur de la courbe elliptique renseignera sur l'importance du déphasage. Avant d'appliquer la contre-réaction, il devient ainsi possible de corriger les différents circuits de l'amplificateur pour ramener le déphasage à des valeurs convenables.

148. Recherche des distorsions. — *a) Distorsion de fréquence.* La vérification a été indiquée dans le paragraphe précédent. On admet une tension fixe à fréquence variable et on observe que l'inclinaison

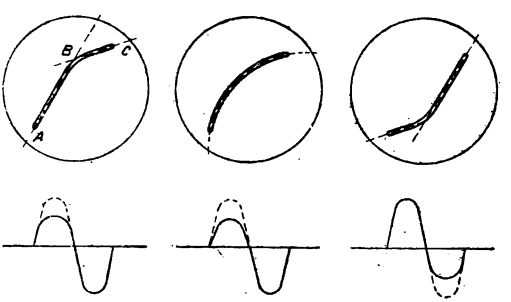


Fig. 120. Fig. 121. Fig. 122.

demeure constante. Cette méthode demeure exacte même si la tension à fréquence variable n'est pas constante.

Il sera très facile et très rapide de relever la caractéristique de l'amplificateur en fonction de la fréquence.

1. Voir tome II, paragraphe n° 234.

b) *Distorsion non linéaire ou d'amplitude.*

La forme de la trace sur l'écran permet de reconnaître immédiatement si la distorsion d'amplitude a des valeurs appréciables. En analysant le résultat, il sera souvent possible de trouver la cause de la distorsion.

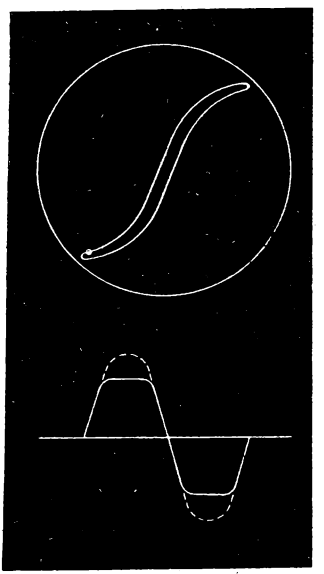


Fig. 123.

Supposons, par exemple, que l'oscillogramme ait la forme de la figure 120. On en conclut que le gain est constant pour des amplitudes ne dépassant pas la région B. Il en résulte que la distorsion est nulle. Par contre, en B il y a un brusque changement de gain et la distorsion d'amplitude est considérable. Nous avons indiqué au-dessous de la figure 120 la forme d'une tension recueillie dans le circuit anodique quand une tension sinusoïdale est appliquée sur la grille.

La ligne pointillée correspond à une reproduction sans distorsion.

Si le phénomène était dû à une charge anodique trop élevée, on obtiendrait un oscillogramme ayant l'allure de la figure 121. On remarquera que le changement de gain est *très progressif*. En présence d'un coude aussi marqué que celui de la figure 120, on peut conclure à la naissance d'un courant de grille. Deux hypothèses sont possibles :

a) polarisation insuffisante du tube;

b) charge trop élevée pour le tube.

Un tracé comme celui de la figure 122 indiquera, au contraire, un excès de polarisation. Le point de repos du tube est situé dans la courbure inférieure de la caractéristique.

Enfin, un tracé analogue à celui de la figure 123 indique une surcharge complète du tube.

149. Mesure du taux de modulation des émetteurs. — La mesure du taux de modulation des émetteurs est, en pratique, un problème souvent difficile à résoudre avec des moyens simples. La question devient

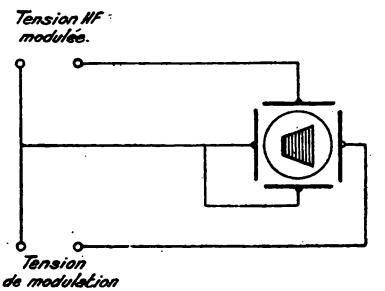


Fig. 124.

encore plus délicate quand il s'agit d'apprécier la *qualité* de la modulation.

Le tube à rayons cathodiques permet de faire ces vérifications avec la plus grande facilité. En appliquant le courant modulé à une des paires

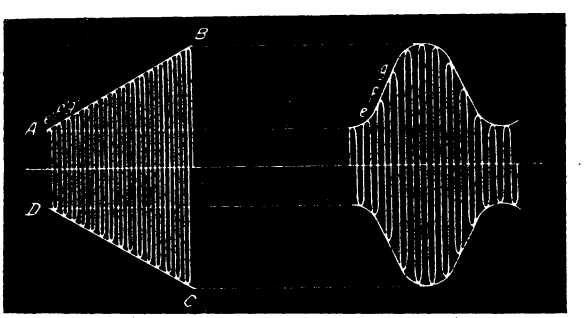


Fig. 125.

de plaques et le courant de modulation à l'autre paire de plaques, on obtient une figure trapézoïdale qui permet de connaître les différentes caractéristiques de la modulation (fig. 124).

Lorsque celle-ci est parfaitement linéaire, c'est-à-dire, quand les variations d'amplitude des tensions à haute fréquence sont rigoureusement proportionnelles aux variations d'amplitude de la tension modulatrice, on obtient un quadrilatère à côtés rectilignes qui est un trapèze. On peut démontrer graphiquement ces résultats par une construction calquée sur celle de la figure 104.

La zone trapézoïdale est, en réalité, produite par le balayage très rapide du spot de toute la région ABCD (fig. 125). La déviation AD

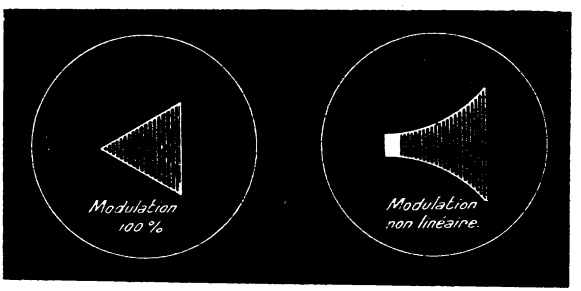


Fig. 126.

Fig. 127.

correspond aux creux de la modulation et la déviation BC aux maxima. Si les déviations sont proportionnelles aux tensions modulatrices instantanées, les points correspondants à *e*, *f*, *g*, viennent se placer en *e'*, *f'*, *g'*, sur une droite, puisque le déplacement latéral des maxima d'amplitude HF obéit exactement à la même loi que le déplacement latéral des points comme *e*, *f*, *g*.

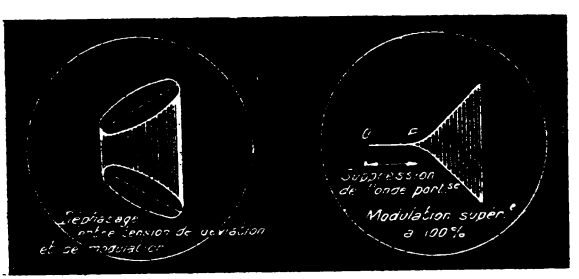


Fig. 128. Fig. 129.

D'après cela, on peut conclure que le taux de modulation correspondant est, en % :

$$\frac{BC - AD}{BC + AD} \times 100.$$

Si la modulation est complète (100 %) la partie AD sera réduite à un point et la figure sera un triangle (fig. 126). Si la modulation est nulle nous obtiendrons naturellement une trace rectangulaire.

150. Défauts de la modulation. — *a) Modulation non linéaire.* Lorsque la modulation n'est pas linéaire, les côtés du trapèze ne sont plus des

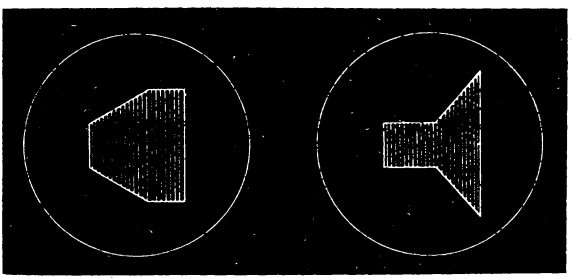


Fig. 130.

Fig. 131.

droites mais des courbes, comme sur la figure 127. *Toutefois, avant de prononcer un diagnostic, il faut s'assurer que les relations de phase correctes existent entre le courant modulé et le courant de modulation appliqué sur les deux paires de plaques. Le déphasage correspondant aux variations du courant modulateur doit être nul ou égal à* 180°.

Pour un déphasage intermédiaire on obtiendrait, par exemple, le tracé de la figure 128. On reconnaît que les lignes AB et DC sont remplacées par des figures ovales, la largeur de celles-ci étant fonction du déphasage. Le tracé normal du quadrilatère de modulation correspondrait dans ce cas aux lignes pointillées indiquées sur la figure 128.

b) Modulation trop profonde. Le taux de modulation ne peut naturellement pas dépasser 100 %. Si l'amplitude de courant modulateur est exagérée, il en résulte que la tension porteuse à haute fréquence se trouve supprimée pendant une fraction plus ou moins grande de la période de modulation.

Le tracé du quadrilatère prend alors l'aspect particulier de la figure 129. On est en présence d'une figure triangulaire prolongée par une ligne droite, correspondant au déplacement du spot, alors que le courant à haute fréquence est supprimé.

c) Distorsion de la modulation. Un mauvais réglage de l'émetteur peut amener certaines déformations caractéristiques de la modulation. Par exemple, il est possible que le tube émetteur soit incapable de fournir

la puissance instantanée correspondant aux amplitudes extrêmes de la modulation. On aura, dans ce cas, le tracé de la figure 130.

Parfois, on observera, au contraire, que le contrôle de modulation ne peut apporter une réduction suffisante d'amplitude dans le « creux », on obtiendra alors le tracé de la figure 131.

Enfin, tous ces défauts peuvent exister simultanément.

Mesures avec l'aide d'une base de temps.

151. Généralités. — La *base de temps*, ou *circuit de balayage*, est le dispositif qui produit des tensions en dents de scie, destinées à obtenir un déplacement horizontal du spot, proportionnel au temps.

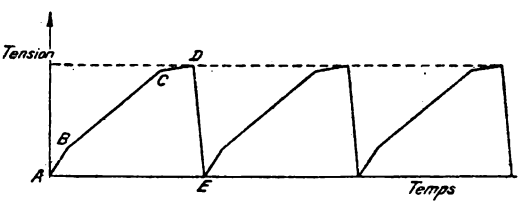


Fig. 132.

Lorsque la fréquence de la base de temps est égale ou est un sous-multiple de la fréquence appliquée sur l'autre paire de plaques, l'image obtenue est stationnaire et peut, par conséquent, se prêter à un examen détaillé ou à la photographie.

Il serait difficile, sinon impossible, d'obtenir un accord parfait entre

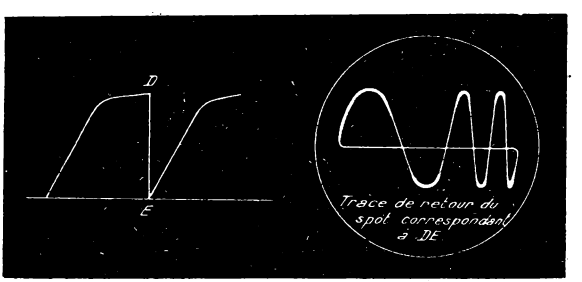


Fig. 133.

Fig. 134.

les deux tensions si les oscillations de relaxation n'avaient la précieuse propriété de pouvoir être *synchronisées*. En d'autres termes, on peut assez facilement leur imposer une fréquence, à condition que leur fréquence naturelle ne soit pas trop éloignée de celle-ci.

Toutefois, un certain nombre de précautions sont indispensables pour utiliser correctement un circuit de balayage. Faute de respecter celles-ci; on pourrait être conduit à une fausse interprétation du tracé luminescent.

1° Pour observer la forme d'une oscillation, il est préférable de ne pas synchroniser la base de temps avec la fréquence à observer mais de la régler sur un sous-multiple. En effet, il n'est pas rare que la forme des tensions en dents de scie soit celle de la figure 132. La variation n'est réellement linéaire que dans la région BC.

Si toute la variation AD est utilisée pour reproduire une seule période, il y aura évidemment distorsion. Si cette même variation correspond à la reproduction de plusieurs périodes il n'y aura distorsion que dans les régions AB et CD.

Les conclusions tirées de la forme d'onde dans la région BC seront parfaitement valables :

2° Le contrôle d'amplitude de la tension en dent de scie a généralement une action très nette sur la forme des oscillations. Il convient d'utiliser généralement une amplitude ni trop petite ni trop grande. Toutefois, une amplitude exagérée correspond toujours à une distorsion bien plus grande qu'une réduction d'amplitude.

Une amplitude exagérée conduira, par exemple, à une forme de tension analogue à la figure 133. Si, dans ces conditions, nous examinons une série d'alternances *sinusoïdales*, nous obtiendrons, par exemple, le tracé figure 134. La courbe est donc bien différente d'une sinusoïde.

3° Le réglage de synchronisation doit être touché avec la plus grande prudence. Il ne faut pas oublier que la synchronisation est obtenue en dérivant dans le circuit de balayage une fraction de la tension à examiner. Si les fréquences propres des deux circuits sont très différentes, il est nécessaire que la tension de synchronisation soit importante. Mais, dans ces conditions, la puissance empruntée au circuit de mesure peut être telle que la tension à examiner *subit une très forte distorsion*. La courbe examinée est alors très différente de la courbe réelle *et les conclusions qu'on peut tirer de l'examen n'ont aucune valeur pratique.*

D'autre part, l'application d'une tension de synchronisation trop élevée peut faire dévier fortement la tension de balayage de la condition de linéarité. Le résultat est encore le même.

152. Emploi correct de la base de temps synchronisée. — Nous conseillons pratiquement de procéder de la manière suivante :

a) Allumer l'oscillographe et, en particulier, le circuit de balayage

au moins cinq minutes avant toute mesure. Cette précaution est tout spécialement valable s'il s'agit d'une base de temps à thyratron. Le chauffage de celui-ci peut être assez long; le fonctionnement régulier n'est obtenu qu'au bout de plusieurs minutes.

b) Laisser le réglage de synchronisation au zéro.

c) Agir d'abord sur le réglage « approché » de fréquence (commutateur), ensuite sur le réglage « fin » (potentiomètre), pour faire apparaître sur l'écran le nombre approximatif d'alternances que l'on désire examiner (généralement 3 à 6).

L'image obtenue est instable. Elle se déplace dans un sens ou dans l'autre suivant la position du réglage « fin ».

Sa stabilité dépend aussi du réglage d'amplitude de la base de temps, lequel agit indirectement sur la fréquence.

On réglera simultanément les deux commandes pour obtenir :

1. L'amplitude voulue;

2. La fréquence aussi approchée que possible de la base de temps.

d) A ce moment seulement, on touchera au réglage de synchronisation. En général, on constatera qu'il suffit d'une très faible tension de synchronisation. Dans ces conditions, la distorsion est négligeable.

153. Recherche de la distorsion. — Si la tension appliquée sur les plaques de déviation est sinusoïdale et si la base de temps est parfaitement linéaire, on doit observer un tracé sinusoïdal sur l'écran.

Il semble donc que l'on puisse facilement employer l'oscillographe à la recherche de la distorsion. On appliquera une tension pure à l'entrée de l'amplificateur et on cherchera si le tracé sur l'écran, fourni par la tension de sortie, est une sinusoïde.

En fait, les choses ne se passent pas avec cette simplicité.

Il faut noter que :

1° La base de temps n'est jamais parfaitement linéaire;

2° Le système de déviation produit une distorsion. Celle-ci est particulièrement sensible quand l'attaque des plaques n'est pas symétrique [1];

3° Les tensions disponibles sont souvent trop faibles pour être examinées directement. Il faut intercaler un amplificateur dans le circuit. Il devient alors difficile de séparer la distorsion de l'amplificateur de mesure et celle du circuit à examiner.

La distorsion produite par ces différentes causes est souvent du même ordre de grandeur que celle que l'on veut étudier.

1. Voir tome II, paragraphe n° 355.

154. Analyse des harmoniques. — En fait, apprécier la distorsion produite par un amplificateur, c'est analyser les harmoniques présents dans la tension de sortie.

On peut faire cette analyse de la manière suivante :

On introduira une tension sinusoïdale pure à l'entrée de l'amplificateur. Un filtre éliminateur de bande sera branché dans le circuit de sortie de telle sorte que cette composante fondamentale soit pratiquement éliminée. La tension résiduelle sera appliquée entre les plaques de déviation de l'oscillographe et pourra donner une idée de la distorsion.

Là encore se présente une difficulté sérieuse parce que cette tension résiduelle sera souvent d'une amplitude trop faible pour se prêter à l'examen direct. Il faudra encore passer par l'intermédiaire d'un amplificateur.

155. Relevé rapide de caractéristiques de fonctionnement. — L'exemple précédent permet de toucher du doigt la cause des difficultés. Les mêmes objections se présenteraient pour d'autres mesures. En fait, ce n'est pas dans cette direction qu'il faut chercher les plus intéressantes applications de l'oscillographe.

Le tube à rayons cathodiques, complété par un équipement spécial, permet de tracer instantanément les courbes de réponses ou de fonctionnement d'un appareil quelconque.

Le relevé de ces courbes par les procédés ordinaires aurait parfois demandé plusieurs heures. Dans ce dernier cas, il faut naturellement faire le relevé point par point. La précision peut être considérablement plus grande. Mais en général on n'a que faire d'une telle précision. On cherche tout simplement à connaître l'allure générale de la courbe plutôt que son tracé rigoureusement exact.

Ces méthodes d'essai rapide permettent, par exemple, de tracer la caractéristique d'un tube électronique, etc...

Nous nous bornerons à décrire quelques applications de principe sans entrer dans les détails de réalisation.

156. Caractéristique de fréquence d'un équipement. — On introduit à l'entrée de l'équipement une tension téléphonique dont la fréquence varie linéairement en fonction du temps et en synchronisme avec le circuit de balayage. Celui-ci est naturellement réglé à une fréquence assez basse pour que toutes les fréquences téléphoniques (de 0 à 12 000 cycles, par exemple) puissent défiler pendant une seule alternance de la tension de balayage. Il faut aussi que la tension à fréquence téléphonique soit constante.

Sous l'influence de la base de temps, le spot décrit une ligne horizontale dont chaque point correspond à une fréquence téléphonique particulière.

La tension téléphonique de sortie aura pour effet de déplacer verticalement le spot d'une quantité proportionnelle à l'amplitude.

Ainsi, on aura donc instantanément sous les yeux la caractéristique de fréquence de l'appareil examiné. Un étalonnage préalable permettra de situer sur l'écran l'emplacement des différentes fréquences.

157. Réalisation pratique. — La réalisation pratique de l'équipement peut faire l'objet de nombreuses variantes. En conséquence, nous nous bornerons à donner quelques détails de principe.

La tension téléphonique à fréquence variable est obtenue en faisant interférer deux oscillations à haute fréquence (de l'ordre de 100 à 200 kHz — par exemple). Un des oscillateurs est fixe et l'autre est variable. Un écart relatif de 0 à 10 kHz permet de couvrir toute la gamme des fréquences audibles. Les battements ainsi produits sont rectifiés par un détecteur linéaire et amplifiés [1].

La variation de fréquence peut s'obtenir de différentes manières. Un moyen simple consistera à commander un condensateur variable à l'aide d'un moteur que l'on synchronise avec la base de temps.

Un autre moyen fera appel à des phénomènes purement électroniques. On sait qu'un tube triode produit une *réaction d'anode* [2] dans le circuit

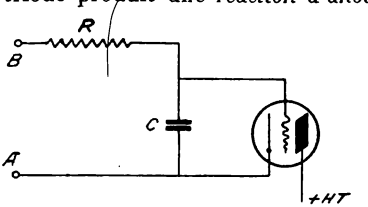


Fig. 135.

connecté entre grille et cathode. Si nous réalisons le montage figure 135, on peut montrer que le montage est équivalent à une inductance qui serait connectée entre les bornes AB et dont la valeur serait :

$$L = \frac{CR}{s}$$

s étant la pente du tube.

1. Voir paragraphe n° 91 du présent tome III.
2. Voir tome II, paragraphes n°s 162 à 165.

Cette observation nous donne le moyen d'obtenir une inductance variable en agissant uniquement sur la pente du tube. Il sera particulièrement commode d'utiliser un tube à plusieurs grilles et de commander la pente en agissant sur la tension de l'une des grilles.

Pratiquement, le circuit figure 135 sera monté aux bornes de l'un des oscillateurs et la tension de commande sera empruntée à la base de temps. Il est naturellement indispensable de prendre des précautions pour que la variation de fréquence soit linéaire. S'il n'en est pas ainsi, on pourra expérimentalement déterminer l'échelle des fréquences et le tracé des courbes pourra être correctement interprété.

Discussions des résultats obtenus. — La base de temps doit être réglée à une fréquence assez basse. Le minimum sera de l'ordre de 10 cycles/seconde; ce qui correspond à un tracé sur l'écran présentant encore un papillotement fort gênant. Il sera impossible de tenir compte du tracé dans la région des fréquences les plus basses. Au-dessous de 100 cycles, la durée d'une période est trop voisine de la fréquence de balayage pour que le tracé puisse avoir un sens bien défini.

Toutefois, le tracé permettra de faire instantanément des comparaisons intéressantes entre des amplificateurs, ou, encore, d'observer le résultat apporté par une modification quelconque.

Le gros avantage du procédé, c'est de fournir un résultat immédiat et continu.

A titre indicatif nous donnons figure 136 et figure 137 le tracé obtenu dans les mêmes conditions par deux amplificateurs différents. La caracté-

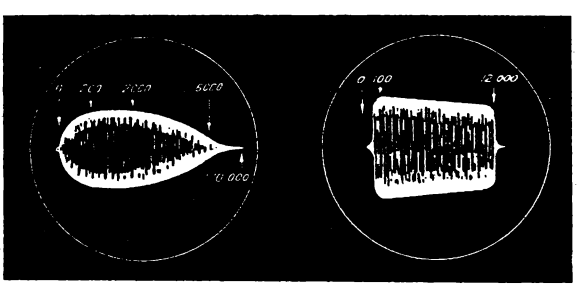


Fig. 136. Fig. 137.

ristique du premier est défectueuse. Le gain est défaillant pour les fréquences basses aussi bien que pour les fréquences élevées — le maximum se produisant entre 1 000 et 2 000 hertz.

La caractéristique du second est pratiquement parfaite. Elle est, d'ailleurs, plus parfaite que ne pourrait le faire supposer le diagramme. Les limitations à 100 et à 12 000 sont dues à l'équipement cathodique plutôt qu'à l'amplificateur lui-même qui est parfaitement linéaire entre 10 et 70 000 périodes.

Ce dernier exemple permet de comprendre pour quelles raisons les résultats obtenus par ces méthodes spéciales d'analyse doivent toujours être *interprétées*. Pour éviter tout déboire il convient de les considérer plutôt comme des méthodes de comparaison que comme des procédés de mesure directs.

158. Essais en signaux rectangulaires. — Un moyen moderne d'essai des équipements consiste à introduire à l'entrée une tension à fréquence quelconque, mais dont la forme est rectangulaire (signaux en creneaux). L'examen de la forme de la tension de sortie permet de dépister non seulement la *distorsion de fréquence*, mais la *distorsion de phase*. On obtient les signaux rectangulaires en partant de signaux sinusoïdaux transmis à un amplificateur à gain élevé. On limite l'amplitude des tensions de sortie par un moyen quelconque (un diode convenablement polarisé, par exemple), on obtient ainsi des signaux en creneaux très sensiblement rectangulaires.

159. Tracé des courbes de résonance. Alignement des récepteurs. — Soit un récepteur ou une série de circuits accordés sur une fréquence quelconque : 155 kHz par exemple. Un détecteur est connecté aux bornes de sortie.

En introduisant à l'entrée de l'appareil une tension haute fréquence nous recueillerons, aux bornes du détecteur, une tension rectifiée dont l'amplitude dépendra, en particulier, de la fréquence d'entrée et de la sélectivité des circuits intermédiaires.

La courbe qui donne cette amplitude en fonction de la fréquence est une courbe de résonance du récepteur.

Le relevé d'une courbe de résonance par les moyens habituels est longue et délicate. Un tracé précis suppose un grand nombre de mesures.

Le tube à rayons cathodiques permet d'obtenir instantanément ce tracé et, *ce qui est particulièrement précieux, de pouvoir suivre visuellement les modifications du tracé pendant le réglage ou l'alignement du récepteur.*

Ce résultat peut être facilement obtenu avec un équipement dont le principe est le même que pour le relevé des caractéristiques de fréquence des récepteurs.

160. Principes utilisés. — On introduit à l'entrée de l'appareil une tension à haute fréquence dont la fréquence varie périodiquement en fonction du temps, c'est-à-dire modulée en fréquence [1]. Cette même variation périodique est utilisée pour le déplacement horizontal du spot. Si la tension de sortie provoque la déviation horizontale on obtiendra

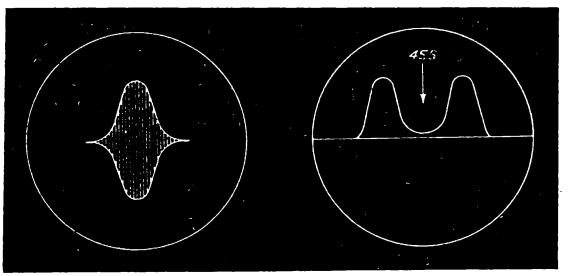


Fig. 138-1. Fig. 138-2.

un tracé que l'on pourra considérer comme une courbe de résonance.

En réalité, le spot sera animé d'un mouvement vertical à haute fréquence, de part et d'autre de sa position d'équilibre. On obtiendra donc, en réalité, non pas le tracé d'une courbe mais une zone lumineuse dont la courbe enveloppe sera précisément la courbe de résonance. Pour passer du tracé fig. 138-1 à l'enveloppe de cette zone, il faudra intercaler un détecteur en circuit.

Remarquons, toutefois, qu'en règle générale les tensions transmises par le dispositif à essayer seront trop faibles pour fournir une déviation suffisante du spot. Il sera nécessaire d'intercaler un ou plusieurs étages d'amplification. Si l'on veut obtenir un tracé analogue à celui de la fig. 138-1, il sera nécessaire d'amplifier en *haute fréquence.*

Si l'on introduit un détecteur, la fréquence des courants obtenus est celle du balayage.

Certains dispositifs donnent un double balayage de fréquence, c'est-à-dire que la modulation a lieu dans les deux sens. En d'autres termes, pour un circuit réglé par exemple sur 455 kHz la fréquence variera de 445 à 465 hertz, puis, symétriquement, de 465 à 445

Dans ces conditions, si la résonance du circuit ne se produit pas exactement pour la fréquence centrale (455 kHz) on obtiendra sur l'écran le tracé de deux images symétriques (fig. 138-2). Cette particularité aura

1. Voir tome II, paragraphe n° 96.

ses avantages et ses inconvénients. Ses avantages : quand il s'agira d'accorder les circuits sur une fréquence donnée. A mesure que l'accord se précisera, on verra les deux tracés s'approcher l'un de l'autre. Par contre, quand les deux courbes seront en partie juxtaposées leur forme vraie sera souvent difficile à discerner.

161-1. Premiers systèmes de traceurs de courbes. — Pour obtenir la modulation en fréquence, on peut avoir recours à différents procédés. Un des plus simples consistera à brancher en parallèle avec le circuit du générateur haute fréquence un condensateur variable d'appoint dont la rotation est commandée par un petit moteur.

Le moteur actionne en même temps un contact qui produit une impulsion à chaque tour. Il est ainsi possible de synchroniser le dispositif avec la base de temps.

Remarquons que ce procédé donne une double image. En effet, la capacité d'appoint croît d'abord jusqu'au maximum, puis décroît jusqu'au minimum.

Dans certaines réalisations, le condensateur est automatiquement mis en court-circuit pendant la deuxième variation.

On peut aussi utiliser pour la modulation la variation de capacité produite par un condensateur dont les deux armatures vibrent l'un par rapport à l'autre.

Ce système mécanique peut être remplacé par un système électrique ; ainsi, on peut faire appel à la variation du coefficient de self-induction d'une bobine à noyau magnétique lorsqu'on approche de la saturation.

Le procédé le plus rapide est celui qui a été indiqué plus haut. Il consiste à utiliser la self-induction apparente constituée par un tube électronique monté d'une manière spéciale (fig. 135). On fait varier la pente du tube à l'aide de la tension de balayage.

Ce procédé extrêmement élégant permet de modifier facilement la largeur de bande balayée et de conserver, pour différents réglages, une largeur de bande constante. C'est ce que ne permettent que difficilement les procédés purement mécaniques.

161-2. Réalisation des traceurs de courbes modernes. Wobulateurs ou wobuloscopes. — Le système qui permet d'obtenir la modulation de fréquence est souvent nommé « Wobulateur » (de l'anglais : to woble). Le procédé généralement adopté aujourd'hui consiste à faire modifier l'inductance d'un circuit par variation de perméabilité. On utilise pour cela

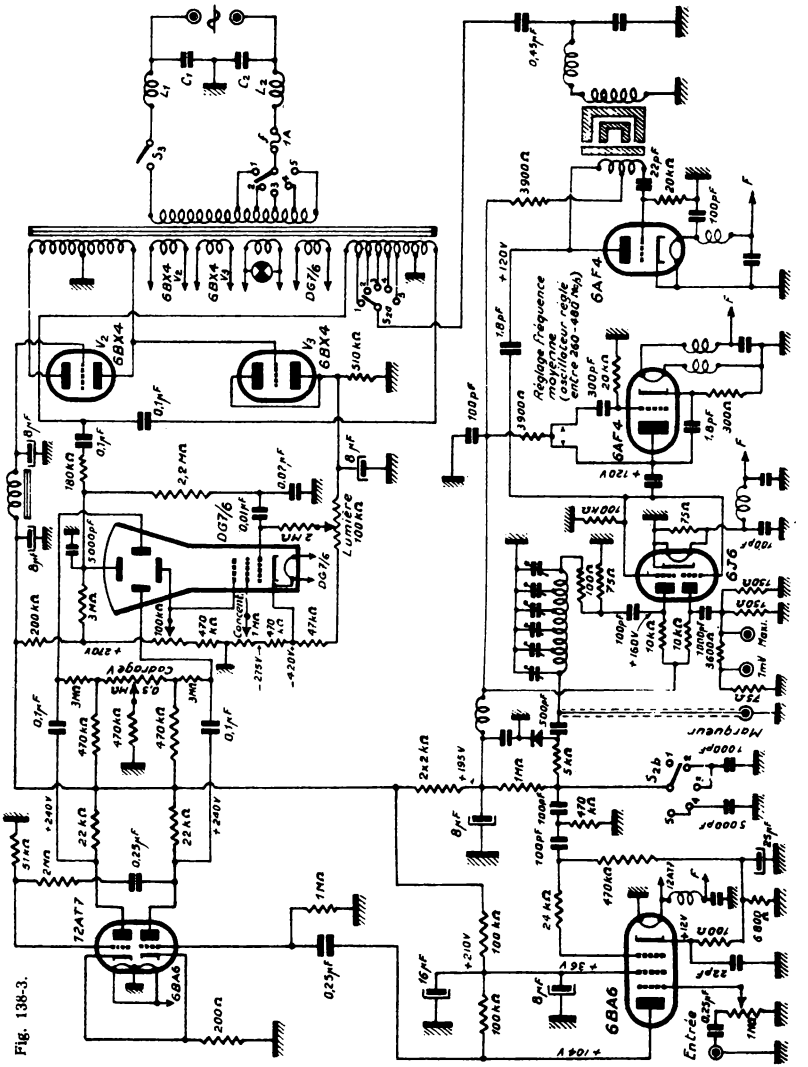

6BX4
6BX4
6BX4
DG7/6
DG7/6
DG7/6
6AF4
6AF4
6J6
6BA6
6BA6
12AT7
Réglage fréquence moyenne (oscillateur réglé entre 260-480 Mc/s)
Lumière 100 kΩ
Cadrage V
Marqueur
Entrée
Maxi.
Concent.
+270V
+240V
+195V
+210V
+36V
+104V
+120V
+160V
+12V
+12AT7
S3
S2a
S2b
L1
L2
C1
C2
1A

Fig. 138-3.

une armature de ferrite portant deux enroulements séparés. L'un de ces enroulements est parcouru par un courant alternatif. Il est particulièrement commode d'utiliser une tension fournie par le secteur.

Si le système est linéaire, on obtient une variation d'inductance sinusoïdale. Pour obtenir une excursion linéaire de fréquence sur l'écran du tube, il suffit d'employer une tension de balayage également sinusoïdale. C'est donc particulièrement simple.

En faisant varier l'intensité de crête du courant alternatif traversant l'enroulement de modulation, on obtient toutes les excursions de fréquence que l'on désire.

L'ensemble wobulateur et oscillographe porte le nom de « *wobuloscope* » ou de « *traceur de courbe* ». Son emploi est indispensable pour le réglage des récepteurs à très large bande passante (téléviseur, par exemple).

A titre documentaire nous donnons en figure 138-3, le schéma complet d'un *wobuloscope* industriel (METRIX 230). On pourra noter, en particulier, les points suivants :

— L'appareil comporte un oscillateur non modulé de fréquence variable entre 260 et 480 mégahertz CV 71 et un oscillateur modulé à fréquence de l'ordre de 250 mégahertz (V 6).

La fréquence d'utilisation est obtenue par mélange additif de ces deux fréquences dans le tube double triode V 8.

— Le signal prélevé sur l'appareil en cours d'examen est amplifié d'abord par le tube V9, redressé par une diode à cristal de manière à ne faire apparaître que l'enveloppe et ensuite transmis à l'amplificateur symétrique que constitue le tube 12 AT 7.

Une des traces est rendue invisible par l'extinction du « spot » pendant une des alternances.

On peut faire apparaître sur l'écran des « marqueurs » correspondant à des fréquences connues, fournies par un générateur auxiliaire.

Dans certains « traceurs de courbes », les « marqueurs » sont fournis par un oscillateur intérieur piloté par un cristal de quartz. On peut ainsi calibrer directement la courbe en faisant apparaître un repère tous les mégahertz.

161-3. Quelques remarques pratiques. Il nous est impossible d'entrer dans tous les détails d'utilisation qui varient, d'ailleurs, avec les différents appareils. Nous nous bornerons à quelques remarques d'ordre général qui peuvent s'appliquer à tous les cas.

Le récepteur soumis à l'examen fonctionne dans des conditions qui diffèrent assez notablement des conditions normales.

En réalité, le tracé relevé n'est pas celui d'une vraie courbe de résonance. Il est facile de s'en convaincre, car s'il en était ainsi, l'image obtenue *serait indépendante de la fréquence de balayage.* Or, il n'en est rien. L'image obtenue s'écartera d'autant plus de la forme exacte que la sélectivité sera plus grande.

La forme sera d'autant plus exacte que la fréquence de balayage sera plus basse. Toutefois, il est difficile de descendre au-dessous d'une trentaine de périodes par seconde. Cette fréquence limite dépend beaucoup de la nature de l'écran du tube. Certains écrans à grande persistance permettent d'utiliser un balayage très lent, et, par conséquent, d'obtenir des tracés plus exacts.

Il ne faudrait pas s'exagérer l'importance des erreurs ainsi introduites. Le plus souvent le procédé n'est employé que pour des *observations comparatives* et conserve alors toute sa valeur.

Il est facile de comprendre pourquoi le tracé varie avec les conditions du balayage. Dans un circuit soumis à une tension alternative l'établissement du régime permanent n'est pas instantané. Il y a toujours une période d'établissement du courant qui dépend, en particulier, de la constante de temps. Dans un bon circuit, cette constante de temps atteint des valeurs telles que l'établissement du régime permanent ne peut être obtenu par un balayage de fréquence trop rapide. La courbe obtenue traduit donc une série d'états transitoires successifs et ces états varient avec la rapidité du balayage.

Pour cette raison on comprend que pour être valable la comparaison entre deux éléments ou deux appareils doit se faire à la même fréquence de balayage.

D'autre part, et surtout avec les procédés de modulation en fréquence purement électroniques, l'échelle en fréquence de la courbe de résonance n'est pas toujours linéaire. On ne saurait donc tirer des conclusions certaines de l'examen sur l'écran, à moins d'avoir procédé à un étalonnage préalable. Encore faut-il tenir compte des restrictions faites plus haut au sujet de la vitesse de balayage.

La période du balayage doit être brève par rapport à la constante de temps du circuit régulateur antomatique de sensibilité. Il ne faut pas qu'il y ait variation de sensibilité dans le cours du balayage. (On peut d'ailleurs éliminer provisoirement le régulateur).

Toutes ces observations permettent de conclure que la méthode est

particulièrement précieuse pour l'alignement des récepteurs ou la recherche des défauts qu'ils présentent. Par contre, il semble difficile de la considérer comme une méthode de mesure.

En remarquant que le tube à rayons cathodiques est essentiellement un dispositif apte à tracer des diagrammes avec deux axes de coordonnées rectangulaires, on peut imaginer de nombreuses applications. Nous en citons quelques-unes.

1) *Tracé des caractéristiques des tubes électroniques.* Une tension variable, appliquée à la plaque du tube à examiner produit, en même temps, le déplacement horizontal du spot. Le déplacement vertical est provoqué par la tension qui naît entre les extrémités d'une résistance faible insérée dans le circuit des plaques. On fait apparaître ainsi une caractéristique statique I_a/V_a Si un commutateur automatique modifie par échelon la tension de grille, on voit apparaitre une famille de caractéristiques. Le même dispositif permet de tracer aussi les caractéristiques dynamiques pour différentes valeurs de la charge. (fig. 138-4)

2) *Tracé des diagrammes d'hysteresis.*

3) *Étude des redresseurs et des filtres.*

4) *Étude des déformations mécaniques dans les machines en mouvement.*

Les variations mécaniques périodiques (tensions, compressions, flexions, excentrages, etc...) sont traduites en variations électriques par un moyen quelconque (variation de résistance, de flux, etc...) et examinées sur l'écran du tube.

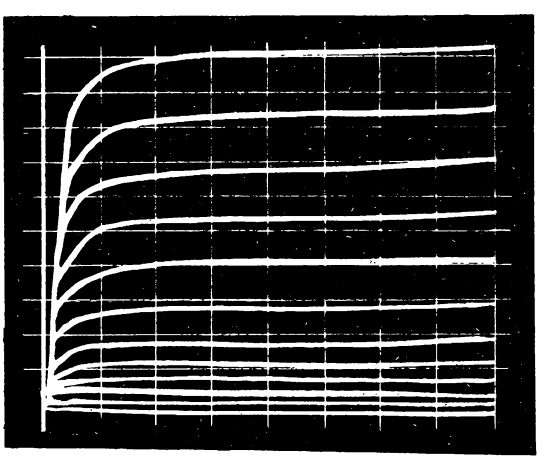


Fig. 138-4.

162. Oscillographes à double trace ou à double faisceau. – Il est souvent intéressant de pouvoir observer simultanément deux phénomènes périodiques sur un même écran, soit pour comparer leur forme, soit pour apprécier leur déphasage. On peut alors utiliser un tube à rayons cathodiques à double faisceau. Ces tubes peuvent comporter deux canons à électrons et deux dispositifs optiques complètement indépendants et n'avoir en commun que l'écran. On peut aussi n'utiliser qu'une seule cathode, le faisceau étant séparé ensuite en deux parties sur lesquelles agissent deux ensembles de déviation séparés.

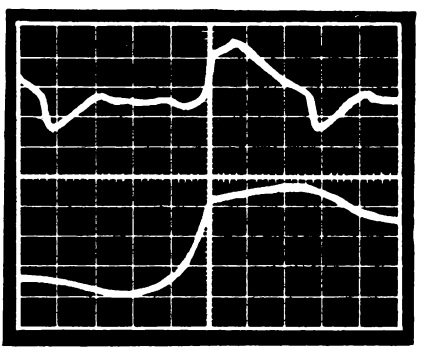


Fig. 139-1. Diagramme à base de temps étalée d'un oscillographe ultra-sensible à deux faisceaux 111-Du Mont.

163-1. Autres emplois possibles du tube à rayons cathodiques. — **Ce serait une erreur de considérer que le tube à rayons cathodiques est un dispositif permettant uniquement de faire apparaître sur un écran une variation de tension ou d'intensité en *fonction du temps*.**

D'une manière beaucoup plus générale, il faut le considérer comme un appareil permettant de faire apparaître instantanément des diagrammes, traduisant la variation d'une grandeur *quelconque* en fonction d'une autre, également quelconque. Le diagramme est généralement tracé en utilisant deux axes de coordonnées rectangulaires (coordonnées cartésiennes), mais il est également possible d'obtenir des diagrammes en coordonnées polaires ou même, en utilisant des systèmes encore plus compliqués, on peut faire en sorte qu'un des axes soit enroulé en forme de spirale, par exemple.

Il va sans dire que les grandeurs mécaniques portées sur les axes du diagramme doivent être préalablement traduites sous forme de

grandeurs électriques. Ce résultat peut généralement être obtenu assez facilement

Par exemple, il s'agit de traduire graphiquement les efforts que subit périodiquement une pièce en mouvement. Sous l'influence de ces efforts, la pièce s'allonge. C'est cet allongement que nous allons traduire sous forme électrique. Nous utiliserons pour cela les propriétés des semi-conducteurs.

Une bande de bristol recouverte superficiellement d'une couche d'un vernis à base de graphite possède une résistance électrique parfaitement definie. Mais il suffit de faire subir à la bande une très légère traction pour provoquer une variation de résistance qui, dans des limites assez grandes, est proportionnelle à l'allongement. Il suffit

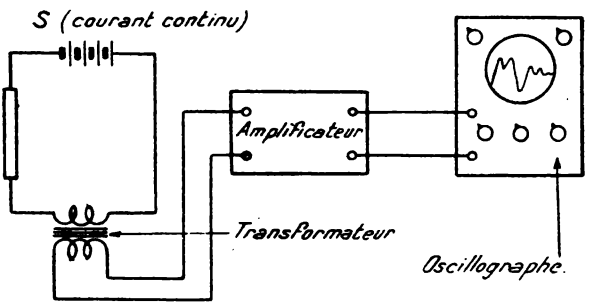


Fig. 139-2.

donc de coller la bande résistante à la pièce dont on veut mesurer l'allongement. On connecte en série une source de courant continu. Toute variation périodique se traduit par une variation périodique d'intensité que l'on peut amplifier selon les procédés classiques, avant de l'appliquer aux plaques de déviation du tube à rayons cathodiques (fig. 139-2). Un étalonnage préalable permet de traduire quantitativement les variations d'intensité en variations de longueurs.

S'agit-il de traduire des variations de pression ? On fera appel aux phénomènes piézo-électriques. Quand on exerce une pression entre les deux faces d'une lame taillée dans un cristal de quartz ou de sel de Seignette, on provoque la naissance d'une différence de potentiel. (Relevé des diagrammes de moteurs à explosion ou à combustion.)

S'agit-il de vérifier que l'axe AB (fig. 139-3) est parfaitement centré. On peut alors utiliser un dispositif électromagnétique simplement constitué par un enroulement disposé sur nu aimant. Si l'axe

n'est pas parfaitement centré, les variations périodiques de distance produiront des variations de réluctance de l'aimant et, par conséquent, des tensions induites. Il suffira de les transmettre à l'amplificateur du tube à rayons cathodiques.

163-2. Tracé d'un réseau I_a V_a. A titre d'exemple, nous allons étudier comment on peut faire apparaître instantanément sur l'écran

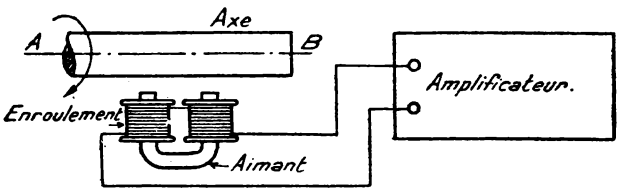


Fig. 139-3.

d'un tube à rayons cathodiques le réseau I_a V_a d'un tube électronique quelconque. Nous pouvons supposer qu'il s'agit d'un tube penthode.

Avec la méthode ordinaire, ce relevé est une opération très longue et très délicate. Chaque courbe doit être fixée par un très grand nombre

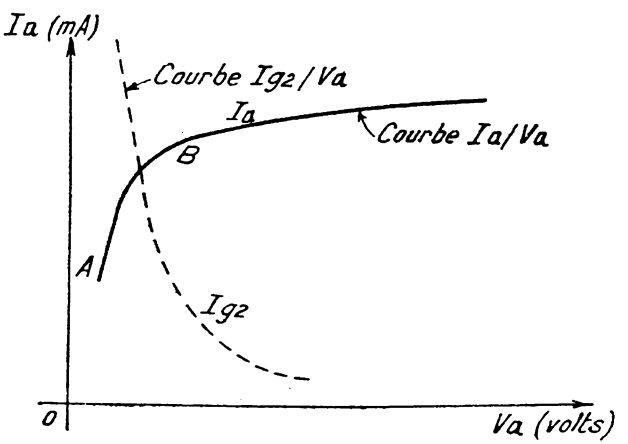


Fig. 139-4.

de points. Il faut que le dispositif de mesure soit établi de telle sorte que les tensions demeurent rigoureusement constantes pendant les mesures, sinon, la courbe tracée n'a plus aucun sens et ne peut avoir

aucune utilité. Cela suppose une alimentation parfaitement stabilisée, telle que les variations d'intensité ou les variations de tension du secteur soient sans aucune action appréciable.

La partie des caractéristiques la plus intéressante à connaître est celle qui correspond à de faibles tensions anodiques (région AB, fig. 139-4). C'est, en effet, la courbure de cette région qui apporte une distorsion importante par les harmoniques impairs.

Or le relevé par la méthode directe est impossible sans soumettre la lampe à une fatigue excessive. En effet, quand l'intensité anodique baisse, l'intensité dans le circuit de la grille écran prend des valeurs inadmissibles, comme l'indique la courbe pointillée. Or la grille écran ne peut, sans échauffement excessif, dissiper la puissance électrique

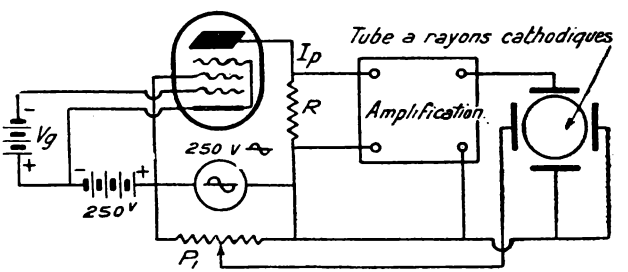


Fig. 139-5.

correspondante. Il en résulte que l'écran, travaillant à la température de l'incandescence, peut devenir le siège d'une émission thermoélectronique qui vient fausser le résultat des mesures. Pour cette même raison, la fatigue de la lampe est anormale.

Relever un réseau complet, même quand on dispose des appareils nécessaires, exige un travail de plusieurs heures.

Or l'emploi du tube à rayons cathodiques évite radicalement tous les inconvénients signalés et fournit instantanément le tracé du réseau.

163-3. Principe général. Il s'agit d'obtenir une déviation verticale proportionnelle à l'intensité de courant anodique, alors que la déviation horizontale est proportionnelle à la tension anodique. Pendant le relevé d'une caractéristique, la tension de grille de commande et la tension de grille écran sont maintenues constantes. Les différentes caractéristiques d'un réseau correspondent à la même tension de

grille écran, mais chacune d'elles correspond à une tension de grille de commande différente.

Considérons la figure 139-5. La grille de commande est portée à une tension fixe V_g. La tension de grille écran est de 250 volts. Dans le circuit de plaque de la lampe, on a introduit une résistance R dont la valeur est assez faible par rapport à la résistance interne pour que la caractéristique relevée soit bien effectivement une caractéristique *statique* et non pas une caractéristique dynamique. La tension obtenue entre les extrémités de cette résistance est utilisée pour provoquer la déviation verticale du spot. Elle est bien proportionnelle à I_a.

La tension anodique est fournie :

a) Par une source continue, d'une tension de 250 volts ;

b) Par une source alternative, montée en série, et dont la tension de pointe atteint 250 volts.

Il en résulte, fig. 139-6, que la tension appliquée sur la plaque varie de 0 volt à 500 volts.

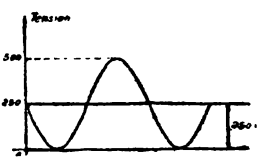


Fig. 139-6.

Une fraction convenable de la tension alternative est appliquée au tube à rayons cathodiques et fournit la déviation horizontale du spot. On règle l'amplitude au moyen du potentiomètre P_1.

Il est évident que le tracé obtenu sur l'écran est celui de la caractéristique I_a V_a et correspond à la tension de grille V_g.

La variation de tension plaque n'est pas linéaire en fonction du temps, mais cela n'a aucune importance. Il en résulte simplement que les deux extrémités de la caractéristique I_a V_a sont parcourues à vitesse plus lente et, en conséquence, apparaissent un peu plus brillantes que la partie centrale.

163-4. Réalisation plus complète. Il s'agit maintenant de modifier le dispositif de telle sorte que le réseau tout entier apparaisse sur l'écran. Pour obtenir une autre courbe, il suffit de modifier V_g. Nous obtiendrons autant de courbes différentes que de valeurs différentes de V_g.

Ce résultat peut être obtenu automatiquement au moyen du montage fig. 139-7. Les tensions de grille sont distribuées au moyen du commutateur tournant C. Sur la presque totalité d'un demi-tour, la tension est fournie par un secteur conducteur. La tension grille est

alors SV_g, choisie de telle manière que le courant de plaque soit complètement annulé.

Les deux premiers plots reliés entre eux correspondent à une tension grille connue (6 volts, par exemple) fournie par la source Vg_1.

Le plot suivant correspond à une tension de grille nulle. La variation de tension quand on passe d'un plot au suivant est constante, puisque la résistance entre chaque plot est égale. La valeur absolue de cette variation dépend donc uniquement de l'intensité de courant dans le circuit potentiométrique. On peut régler cette intensité au moyen de la résistance variable R 2.

Pour éviter le « papillotement », la composante alternative de la

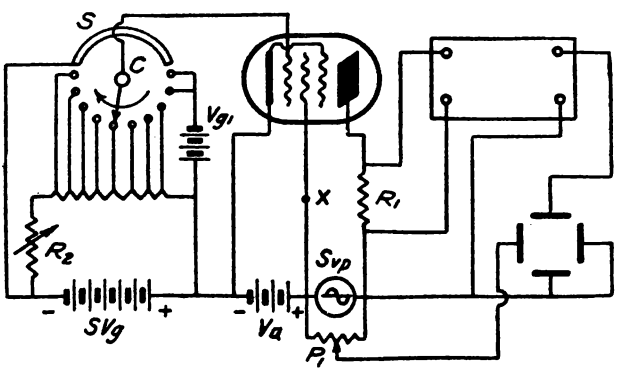


Fig. 139-7.

tension de plaque est à une fréquence de 500 périodes par seconde. Le commutateur tournant C se déplace relativement lentement : il effectue, par exemple, 25 à 30 tours par seconde. Il résulte de cela que, pendant le passage du balai sur un plot, le spot décrit plusieurs aller et retour et peut tracer plusieurs fois la même caractéristique complète.

On voit donc apparaître sur l'écran tout un réseau de caractéristiques. Il s'agit maintenant de savoir à quelle tension de grille correspond chacune des courbes. C'est la source Vg_1, dont nous connaissons la tension qui va nous en donner le moyen. Grâce à la présence de deux plots en court-circuit, la caractéristique correspondant à Vg_1 est décrite pendant une durée double ; elle apparaît donc nettement plus brillante que les autres. Nous pouvons d'autant plus facilement

la repérer que la manœuvre de R 2 provoque un déplacement de toutes les courbes (à l'exception de la courbe 0 volt). En agissant sur R 2, nous pouvons amener une courbe quelconque à coïncider rigoureusement avec la courbe correspondant à Vg_1. S'il y a, par exemple, une courbe entre cette dernière et la caractéristique 0 volt, nous pourrons en conclure qu'entre chaque courbe l'écart de tension de grille est de 3 volts (dans l'hypothèse où $Vg_1 = 6$ volts). S'il n'y en a aucune, l'écart sera de 6 volts. Ainsi se trouve exactement déterminée l'échelle des tensions de grille.

Pendant le parcours du secteur S, le tube se repose : l'intensité anodique étant nulle. On voit alors apparaître sur l'écran l'axe horizontal des tensions de plaque. Comme le tracé de la courbe est extrêmement rapide, il n'y a aucun inconvénient à faire travailler le tube avec une tension plaque réduite, la tension écran demeurant élevée.

Si on le juge nécessaire, on peut même faire apparaître la caractéristique d'écran. Au moyen d'un jeu convenable de commutateurs, non figurés sur le schéma, il suffit d'intercaler provisoirement la résistance R 1 au point X.

163-5. Autres possibilités. Le système bien simple de la figure 139-7 permet déjà d'obtenir des résultats extrêmement intéressants. On peut, au prix d'une légère complication, en obtenir encore davantage. On peut, par exemple, faire apparaître simultanément le réseau de deux lampes différentes et établir ainsi une immédiate comparaison. Enfin, on peut aussi situer dans le réseau un diagramme de charge quelconque, purement ohmique ou réactif.

163-6. Conclusion. Le tube à rayons cathodiques nous permet de faire apparaître instantanément un réseau complet de courbes que nous n'aurions pu tracer en plusieurs heures. De plus, la lampe travaille dans les conditions normales, alors que le tracé point par point correspond à une surcharge souvent inadmissible.

Or l'examen d'un réseau est la seule manière rigoureuse de juger une lampe. On fait apparaître, d'une part, un réseau d'une lampe choisie comme « standard » et l'on compare avec les réseaux des lampes soumises à l'examen. Il est inutile d'insister sur les avantages que peut retirer le fabricant de lampes ou de récepteurs en sélectionnant ses lampes par une telle méthode.

Les essais en signaux rectangulaires.

164-1. Généralités. — Pour essayer un haut-parleur, un transformateur de liaison, un amplificateur tout entier ou un élément quelconque, on introduit généralement à l'entrée une tension sinusoïdale de grandeur connue.

En mesurant la tension de sortie ou, d'une manière plus générale, l'amplitude du résultat, on détermine l'efficacité de l'élément soumis à l'examen. En analysant la forme des tensions de sortie, on peut en déduire, s'il y a lieu, la *distorsion d'amplitude.*

L'essai est naturellement répété pour autant de fréquences différentes qu'on le désire. En mesurant le déphasage en fonction de la fréquence, on détermine la *distorsion de phase.*

Telle est la méthode classique d'essais. Est-elle inattaquable ? Permet-elle d'affirmer qu'un amplificateur est capable de reproduire des impulsions, quelle que soit leur forme ? Pour répondre à ces questions, il faut les préciser.

Supposons qu'un amplificateur ait une caractéristique de fréquence parfaitement horizontale entre 40 et 10 000 périodes par seconde. Supposons encore que, dans cet intervalle, la distorsion d'amplitude soit négligeable. Tout ce que nous pouvons affirmer, c'est que, dans l'intervalle considéré, l'amplificateur est capable de transmettre des tensions *sinusoïdales.* En d'autres termes, nous connaissons la caractéristique de l'amplificateur en régime permanent. Mais nous ne pouvons savoir comment il réagira à une impulsion de forme quelconque. Pour répondre avec certitude, il nous faudrait connaître la caractéristique de l'amplificateur en *régime transitoire.*

On peut prétendre que la connaissance des caractéristiques en régime permanent est suffisante. C'est exact, à condition que ces caractéristiques soient établies dans une bande de fréquences beaucoup plus large que celle dont on a normalement besoin.

Par exemple, un amplificateur transmet parfaitement la fréquence sinusoïdale 100 Hz (fig. 139-8). Cela nous est garanti par les caractéristiques de fréquence, de distorsion et de phase relevées à la fréquence 100 Hz.

Mais cette expérience ne nous permet pas d'affirmer que la tension à 100 Hz représentée fig. 139-9 sera parfaitement transmise. Nous ne pourrions l'affirmer que si nous connaissions les trois caractéristiques indiquées plus haut dans tout le domaine des fréquences. En effet,

la forme de la tension dépend non seulement de la transmission des différentes fréquences, fondamentales et harmoniques, mais encore de leur déphasage.

Le résultat serait encore plus net s'il s'agissait d'une impulsion transitoire (fig. 139-10), qu'on ne peut pas considérer comme périodique et qu'en conséquence *on ne peut pas décomposer en série de Fourier.*

Or, si l'on examine la courbe résultant de la transmission d'une

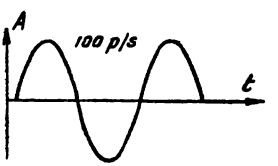


Fig. 139-8.

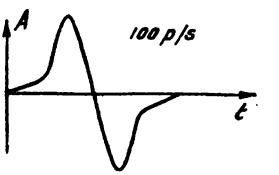


Fig. 139-9.

œuvre musicale quelconque, on constate facilement qu'elle est constituée par une succession de régimes transitoires.

164-2. Essais en signaux discontinus. — Au lieu d'appliquer à l'amplificateur une variation sinusoïdale, on peut aussi lui appliquer une brusque impulsion de tension (fig. 139-11). L'étude des réseaux complexes alimentés en signaux discontinus a été faite depuis très longtemps. Elle est mathématiquement fort compliquée. C'est pour la mener à bien que le physicien *Heaviside* a imaginé une nouvelle mé-

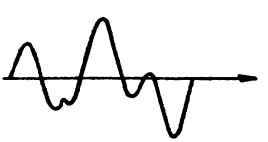


Fig. 139-10.

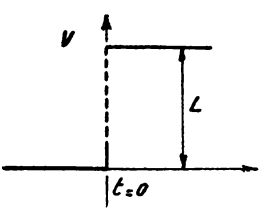


Fig. 139-11.

thode de calcul, que l'on désigne aujourd'hui sous le nom de *Calcul opérationnel* ou *Calcul symbolique* et qui, perfectionnée et assise sur des bases logiques plus solides, tend à se développer pratiquement de nos jours.

Toutefois, il est inutile d'entrer ici dans les détails. Nous nous bornerons à signaler que le calcul fait apparaître deux termes. Le premier

renseigne sur le comportement du réseau pendant le *régime transitoire*, c'est-à-dire au moment de l'établissement du courant, ou au moment de sa disparition. Le second terme est celui que l'on trouve par la méthode courante : il est relatif au *régime permanent*.

Le point de départ de la méthode est l'emploi de la *fonction unitaire* ou *fonction de Heaviside*, laquelle passe brusquement d'une valeur nulle à une valeur finie (1 par exemple) à un temps déterminé.

164-3. Emploi pratique de signaux rectangulaires. Si l'étude mathématique de la question est compliquée, il se trouve que, grâce

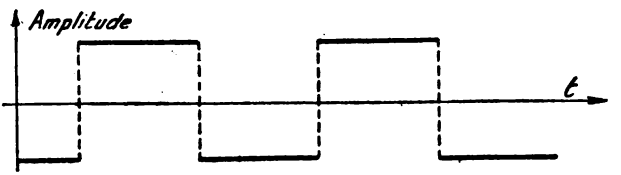


Fig. 139-12.

à l'utilisation du tube à rayons cathodiques, la transposition pratique de la méthode est relativement simple.

On transmet à l'organe soumis aux essais des tensions en créneaux, ou tensions rectangulaires (fig. 139-12). Ce sont, en somme, des tensions de relaxation qu'on pourrait dire « pures » et qu'on peut considérer comme une réalisation pratique de la fonction de Heaviside. A l'aide

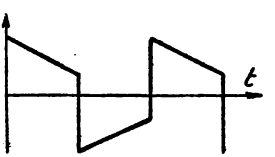


Fig. 139-13.

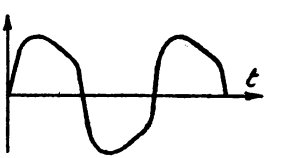


Fig. 139-14.

d'un tube à rayons cathodiques, on examine la forme des tensions de sortie. Cet essai, très rapide, fait pour différentes fréquences, permet de prévoir exactement le comportement de l'amplificateur, aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. Il équivaut à un relevé des caractéristiques de fréquence et de phase.

Il s'agit là d'un relevé qualitatif, plutôt que d'une mesure proprement dite. Mais le résultat permet d'avoir une opinion très nette sur

le comportement de l'amplificateur ou de l'organe soumis aux essais. D'ailleurs, avec un peu d'expérience, on peut savoir l'origine du défaut constaté d'après la forme même des signaux de sortie. Constate-t-on, par exemple, que les parties horizontales des signaux sont remplacées par des lignes obliques (fig. 139-13), on peut en déduire une mauvaise transmission des fréquences basses. Si tous les angles nets sont arrondis et remplacés par des contours arrondis, c'est que l'amplificateur transmet mal les fréquences élevées (fig. 139-14). La présence d'oscilla-

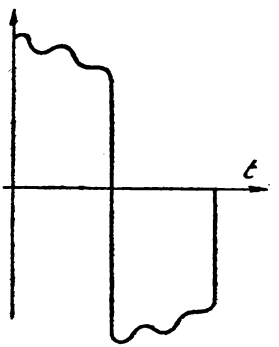


Fig. 139-15.

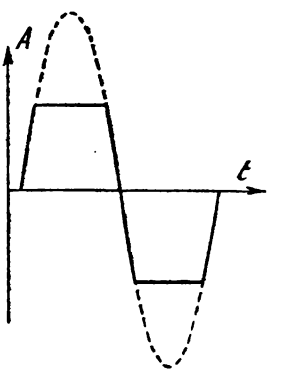


Fig. 139-16.

tions (fig. 139-15) révèle l'action d'une inductance mal équilibrée ou, plutôt, incomplètement amortie, etc...

164-4. Production des signaux rectangulaires. Le générateur doit fournir des signaux dont la fréquence et l'amplitude sont variables et connues. Le principe généralement utilisé est le suivant :

On part d'une tension sinusoïdale fournie par un générateur classique. Cette tension est transmise à un amplificateur à gain très élevé que l'on fait suivre d'un double limiteur d'amplitude. Ce dernier est généralement réalisé sous forme de deux tubes diodes convenablement montés et polarisés. Le résultat est indiqué sur la fig. 139-16 La forme obtenue est déjà très sensiblement rectangulaire. La tension ainsi obtenue est de nouveau amplifiée, puis soumise à un nouveau limiteur. Le signal peut alors être considéré comme pratiquement rectangulaire.

164-5. Commutateurs électroniques. Un commutateur électronique est un dispositif qui permet d'observer simultanément plusieurs phénomènes sur l'écran d'un même oscillographe. Comme son nom

l'indique, c'est un véritable commutateur qui permet de brancher successivement les deux tensions à observer à l'entrée de l'oscillographe. Si le rythme de commutation est assez élevé, les deux phénomènes apparaissent simultanément sur l'écran. On peut aussi obtenir beaucoup plus simplement, le résultat que donne un oscillographe à double faisceau.

Le principe en est très simple et peut être compris d'après la figure 139-17.

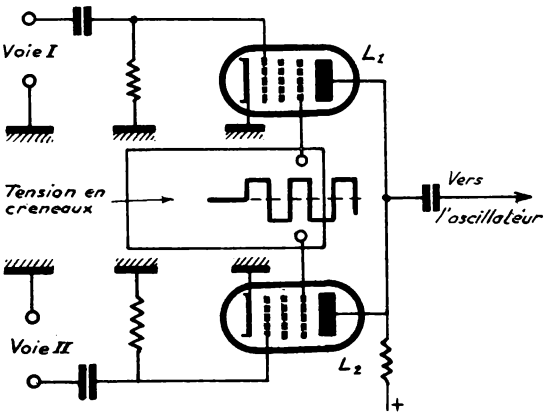


Fig. 139-17.

Les signaux à examiner sont transmis à deux tubes amplificateurs L_1 et L_2. Les tensions de sorties sont branchées en parallèle sur une résistance de charge commune reliée à l'entrée de l'oscillographe.

Pour bloquer une des voies, il suffit d'appliquer une tension négative suffisamment élevée sur la grille d'arrêt. En appliquant à ces deux électrodes une tension en créneaux, l'une des grilles sera négative pendant que l'autre sera positive. Les deux voies seront donc alternativement bloquées ou débloquées à la fréquence de la tension fournie par le générateur de tensions rectangulaires.

On verra donc apparaître sur l'écran des fragments successifs de chacun des deux phénomènes qu'on veut examiner. Le tracé sera, en somme, en pointillé si la fréquence de commutation est grande par rapport à celle du phénomène qu'on veut observer (fig. 139-18).

Si la fréquence de commutation était plus faible que celle du

phénomène qu'on veut observer on verrait successivement quelques périodes de chaque phénomène.

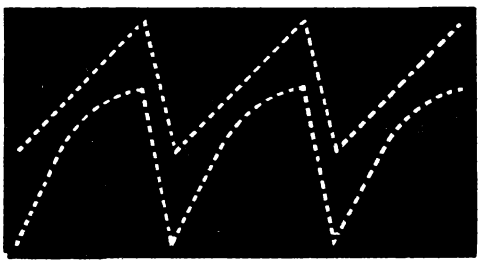


Fig. 139-18.

Un dispositif est généralement prévu permettant soit la superposition des deux phénomènes, soit, au contraire, leur séparation dans le sens de la hauteur.

On peut naturellement concevoir des commutations électroniques à plus de deux voies.

On peut aussi monter en cascade plusieurs commutateurs.

CHAPITRE VII *bis*

COURANT DE GRILLE DANS LES TUBES ÉLECTRONIQUES

165-1. Généralités. On admet généralement que le courant de grille d'un tube électronique est nul quand la tension négative appliquée sur la grille dépasse 1,3 volt. Mais il ne s'agit là que d'une approximation.

En réalité, on peut dire qu'il existe *toujours* un courant de grille, quand la lampe fournit un courant anodique. Pour mettre en évidence cette intensité extrêmement faible, il faut naturellement des instru-

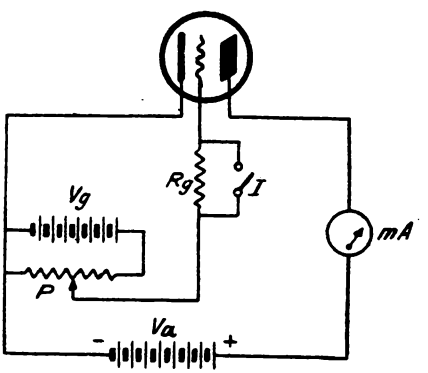


Fig. 139-19.

ments précis. Une simple boîte de contrôle ne suffit pas; il s'agit, en effet, d'apprécier des intensités de courant d'une petite fraction de microampère.

Dans la plupart des applications, il est parfaitement justifié de ne pas tenir compte d'une intensité de courant aussi faible. Mais il est aussi des cas où ce courant peut avoir une influence fâcheuse. Il faut aussi remarquer que, dans certaines circonstances (lampe détectrice, par exemple), cette intensité de courant peut devenir beaucoup plus importante.

C'est à cause de l'existence de ce courant que les constructeurs de

lampes fixent la valeur limite de la résistance à insérer dans les circuits de grille.

Il est d'ailleurs facile de mettre en évidence l'existence du courant de grille, même si l'on ne dispose pas d'un galvanomètre sensible. Grâce à un artifice de montage, on peut utiliser une boîte de contrôle de sensibilité courante (1 à 3 milliampères, par exemple).

On réalise le montage de la fig. 139-19. Le milliampèremètre est inséré dans le circuit de plaque. La lampe est normalement polarisée.

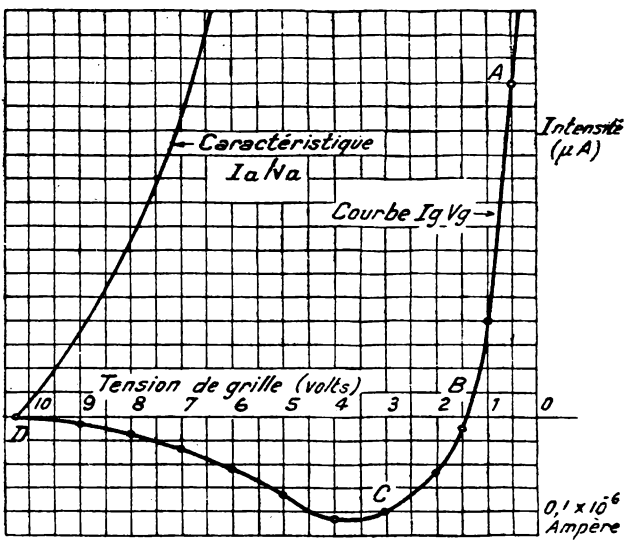


Fig. 139-20.

On a placé, dans son circuit de grille, une résistance élevée (10 mégohms, par exemple), que l'on peut mettre en court-circuit au moyen d'un commutateur.

La résistance étant en court-circuit, on lit l'intensité de courant anodique I_a. L'interrupteur étant ouvert, *on constate que l'intensité anodique n'est plus la même.* On peut donc en conclure que la tension de grille a changé et que, par conséquent, il y a un courant de grille.

Connaissant la valeur de R et la pente de la lampe au point de fonctionnement, la variation de courant anodique nous permet de connaître approximativement la grandeur du courant de grille.

165-2. Courant inverse de grille. Traçons la caractéristique de grille c'est-à-dire la courbe qui donne l'intensité du courant de grille en fonction de la tension de grille. On constate qu'elle a la forme indiquée sur la fig. 139-20 La partie de droite, correspondant à une intensité de même sens que le courant anodique, est relative au *courant de grille normal.* La partie de gauche, correspondant à une intensité de sens contraire, est relative au *courant inverse de grille.*

Ce courant inverse passe par une valeur maxima pour une certaine polarisation négative, puis décroît jusqu'à s'annuler, en même temps que le courant anodique. On observe facilement que la grandeur du maximum varie avec le degré de vide de la lampe. Le courant inverse, très faible quand le vide est très poussé, peut devenir relativement considérable dans un tube mal vidé.

C'est précisément en mesurant l'intensité du courant inverse que l'on apprécie le degré de vide d'un tube.

165-3. Cause du courant de grille normal. C'est la vitesse initiale des électrons qui explique l'existence du courant de grille normal. Cette vitesse initiale est faible, elle correspond le plus souvent à une tension d'accélération inférieure à 2 volts. Mais elle permet aux électrons de « remonter » un champ antagoniste de cette même valeur.

Au delà de 2 volts, aucun électron ne peut pratiquement atteindre la grille.

165-4. Causes du courant de grille inverse. On peut expliquer la présence de ce courant en admettant :

a) Soit que la grille capte des charges positives ;

b) Soit qu'elle perde des charges négatives.

En réalité, les deux causes peuvent coexister, mais la première demeure généralement la plus importante.

1) Si le tube est mal vidé, il y a production de nombreux ions positifs par suite du bombardement des molécules du gaz par les électrons. Cette ionisation se produit dès que la tension anodique dépasse la tension minimum d'ionisation des gaz résiduels. Il suffit pratiquement d'une vingtaine de volts. Les ions positifs sont naturellement attirés par les électrodes négatives, c'est-à-dire vers la grille.

2) Une cathode en fonctionnement évapore parfois des ions positifs.

Telles sont les deux causes les plus importantes. Une étude complète

nous amènerait à trouver d'autres causes. Nous nous bornerons à les citer :

3) Défaut d'isolement entre les électrodes.

4) La grille, trop proche de la cathode, peut être portée à une température suffisante pour émettre des électrons par effet thermoionique. Il se peut que des substances actives, évaporées de la cathode, se soient condensées sur la grille ; ce qui vient naturellement renforcer le phénomène.

5) La grille peut perdre des électrons par effet photoélectrique, soit parce qu'elle est éclairée par la cathode, soit par la lumière extérieure.

L'effet photoélectrique peut encore avoir une autre cause. Les électrons, brusquement arrêtés par la plaque, produisent des rayons X. Ceux-ci, trop peu pénétrants pour sortir de l'ampoule, peuvent cependant provoquer des émissions photoélectriques de la grille.

165-5. Application. Électromètres. Un électromètre est un appareil qui permet de mesurer les tensions au moyen d'actions purement électrostatiques ; c'est-à-dire sans consommation de courant. Ces dispositifs sont coûteux, compliqués et fragiles. Ils sont cependant indispensables dans les laboratoires pour mesurer la force électromotrice de sources à très grande résistance intérieure. On les utilise aussi pour mesurer les très faibles intensités de courant. On mesure alors la chute de tension produite par le passage du courant dans une résistance très élevée, de valeur connue.

Il semble qu'on puisse considérer un tube multiélectrode comme un dispositif électrométrique. En effet, l'intensité du courant anodique est sous la dépendance de la tension de grille, *même lorsque la source de grille ne fournit aucun courant.* Connaissant l'intensité anodique, on en déduit la valeur de la tension de grille.

165-6. Tubes électromètres. La proposition ci-dessus n'est strictement vraie que dans l'hypothèse où le courant de grille est rigoureusement nul. Or nous avons reconnu précédemment qu'il y a toujours un courant de grille, sauf, toutefois, au point B, fig. 139-20, où la courbe coupe l'axe des abscisses.

On appelle « tubes électromètres » des tubes multiélectrodes étudiés spécialement pour avoir un courant de grille aussi réduit que possible. Pour arriver à ce résultat, on élimine les différentes causes énumérées plus haut.

L'isolement de la grille par rapport aux autres électrodes est tout spécialement soigné.

Le filament travaille au-dessous de la température de l'incandes-

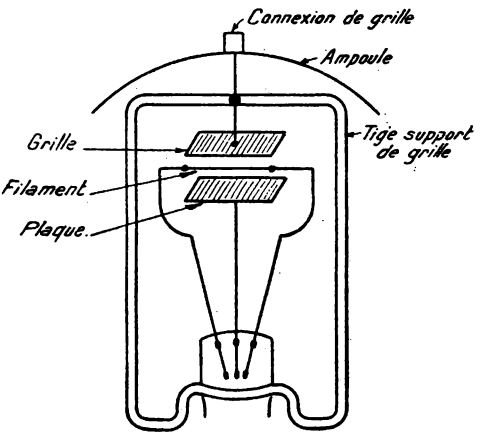


Fig. 139-21.

cence. On évite ainsi l'effet photoélectrique et l'échauffement de la grille.

La tension anodique est de quelques volts seulement. Il est ainsi

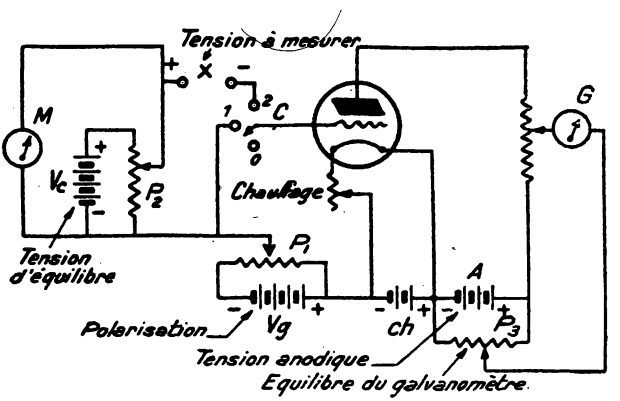


Fig. 139-22.

inférieur au potentiel minimum d'ionisation des gaz résiduels contenus dans l'ampoule. Il ne peut y avoir production d'ions.

Pour la même raison, le tube ne produit pas de rayons X. On admet, en effet, que les rayons dits « limites », constituant les rayons X extrêmes, exigent une tension minima d'une quinzaine de volts.

On peut adopter différentes dispositions. Ainsi, dans le tube triode électromètre Philips 4 060, grille et plaque sont deux électrodes planes symétriques disposées de part et d'autre du filament fig. 139-21. Le coefficient d'amplification est de 1, ce qui n'a aucune importance ici. Dans les conditions normales d'emploi, l'intensité du courant de grille est inférieure à 10^{-15} ampère. Le tube, utilisé avec un galvanomètre à cadre, permet d'apprécier des tensions de l'ordre du millivolt.

Ces tubes sont utilisés comme indicateurs de zéro. A titre documentaire, nous indiquons le montage figure 139-22.

DEUXIÈME PARTIE

ÉLÉMENTS DE CONSTRUCTION DES RÉCEPTEURS

CHAPITRE VIII

Bobinages haute et moyenne fréquence.

166-1. Généralités. — Les bobinages sont peut-être les parties les plus importantes d'un récepteur. A l'heure actuelle, tous les récepteurs utilisent des mêmes types de lampes; la différence de sensibilité ou de sélectivité, et même de fidélité de reproduction, n'est souvent due qu'à une différence dans les bobinages.

Pendant fort longtemps on a utilisé exclusivement les enroulements cylindriques en solénoïde. Les premières bobines de réception étaient à air. Elles avaient, d'ailleurs, des dimensions imposantes. Elles étaient couramment bobinées sur des mandrins de 10 à 15 cm de diamètre. Une longueur de 50 cm n'avait rien d'exceptionnel. Il s'agissait, il est vrai, de circuits destinés à la réception des longueurs d'ondes supérieures à 1 000 mètres. On voit mal comment on pourrait réaliser les récepteurs d'aujourd'hui qui comportent fréquemment huit ou dix circuits accordés, s'il fallait utiliser des bobinages de cette dimension.

En même temps qu'on parvenait à réduire l'encombrement des bobinages, on améliorait leur qualité. Les bobinages d'aujourd'hui ont un volume de quelques centimètres cubes et peuvent, sans pertes excessives, être enfermés dans des blindages d'un diamètre de quelques centimètres.

166-2. Facteurs importants : coefficient de surtension et impédance. — Dans la technique moderne, les bobinages sont toujours employés en liaison avec des lampes et sont, le plus souvent, utilisés à la résonance.

Les lampes sont pratiquement des tubes à grande résistance interne; le chiffre mesurant ce dernier coefficient dépasse toujours largement la valeur de l'impédance d'utilisation. Il en résulte que le *gain* ou amplification de l'étage ainsi constitué est proportionnel à la pente du tube et à *l'impédance*[1] à la résonance du circuit considéré. Nous avons démontré que celle-ci est égale à :

$$\frac{L}{RC}.$$

L = coefficient de self-induction;

R = résistance apparente (qui peut différer notablement de la valeur ohmique);

C = Capacité du circuit.

Cette remarque pourrait faire croire qu'il y a intérêt, pour obtenir un gain aussi élevé que possible, à choisir une inductance L aussi grande que possible.

Ce serait conclure hâtivement, car on ne sait, pour un modèle de bobinage, comment varie R en fonction de L. Toutefois, dans le cas présent, la conclusion est généralement exacte. Nous avons tracé en I (fig. 140) la variation de l'impédance à la résonance quand on augmente L. Le bobinage était réalisé en fil divisé sur un circuit magnétique en pot fermé.

Mais, dans la pratique, la valeur de L se trouve fixée par d'autres considérations. En effet, il s'agira, par exemple, de réaliser un circuit d'accord devant couvrir la gamme 200/600 m (1 500/500 kHz) Les valeurs extrêmes de capacité se trouvent fixées.

En bas de gamme, nous devons tenir compte de la capacité résiduelle du condensateur, la capacité d'entrée des tubes, la capacité répartie des bobinages et des connexions. En haut, la valeur maximum du condensateur est aujourd'hui une valeur standard. Il en résulte que nous serons amenés à choisir pour L une valeur comprise en de très étroites limites (170 à 190 microhenrys, par exemple).

De plus, si la *sensibilité* est une qualité importante, il est certain que la *sélectivité* ne l'est pas moins. Dans le tome II[2] nous avons défini le facteur de sélectivité comme la quantité :

$$S = \sqrt{1 + 4\ Q^2 r^2}$$

1. Voir tome I, paragraphe n° 172.
2. Tome II, paragraphe n° 98.

Q étant le coefficient de surtension et x la valeur de désaccord *relatif*.

On voit immédiatement, d'après cela, que la sélectivité croit dans le même sens que Q coefficient de surtension égal à $\frac{L\omega}{R}$.

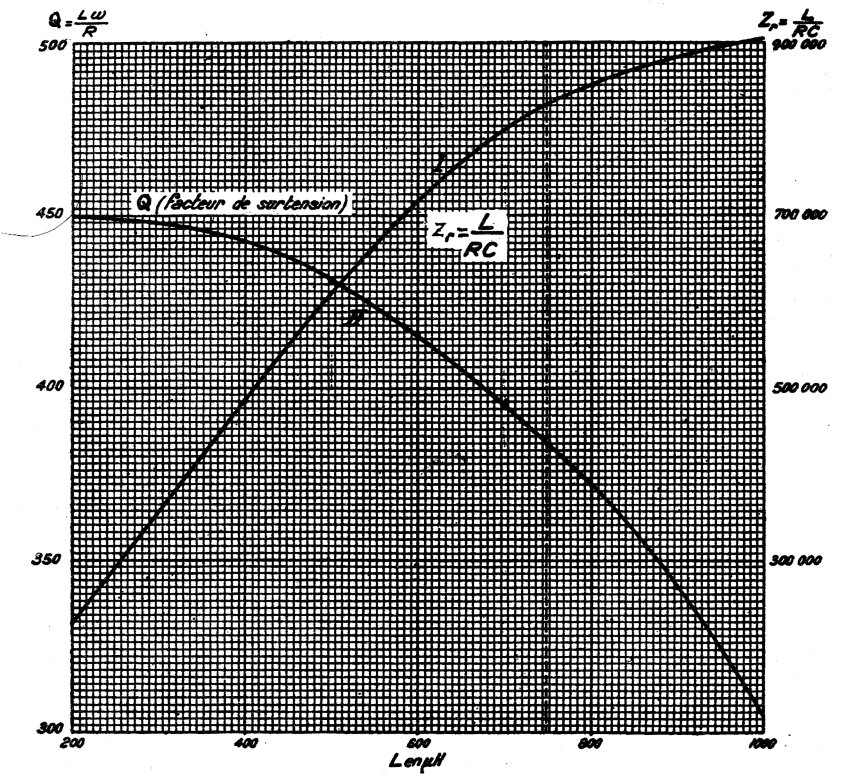


Fig. 140.

Nous avons tracé, fig. 140, en II, la variation de Q en fonction de L, comme nous avons tracé en I la variation de Z_r.

Les deux courbes sont inclinées en sens inverses, ce qui veut dire que sensibilité et sélectivité varient en sens inverse. Même si la valeur de L n'était pas fixée par les considérations citées plus haut, on ne pourrait

1. Toutefois ω et R variant avec la fréquence, on ne peut comparer utilement les coefficients de surtension de deux bobinages ayant des coefficients de self-induction différents ou travaillant à des fréquences différentes. Les mêmes remarques sont valables pour le rapport $\frac{R}{L}$ qu'on a parfois proposé pour chiffrer le mérite des bobinages (voir n° 183).

donc avoir un choix très étendu. Dans le cas des circuits relatifs à la figure 140 on a été amené à prendre L = 750 microhenrys.

167. Influence de la résistance effective. — Aussi bien dans l'expression du coefficient de surtension $\frac{L\omega}{R}$ que dans celle de l'impédance à la résonance $\frac{L}{RC}$ le facteur R qui représente la résistance effective est placé au dénominateur. *Un bobinage sera donc d'autant plus parfait que sa résistance effective sera plus petite.* Tous les perfectionnements successifs ont donc consisté à diminuer cette résistance.

Nous avons, à plusieurs reprises, signalé que ce coefficient R ne devait pas être confondu avec *la résistance ohmique.*

Cette dernière quantité est indépendante de la fréquence, alors que la résistance effective croît avec elle. Une bobine peut avoir une résistance ohmique notoirement plus grande qu'une autre, alors que sa résistance effective est plus faible.

Il résulte de cette remarque que la comparaison entre deux bobinages devra être faite pour une même valeur de la fréquence.

Un moyen simple de faire cette comparaison sera de placer le bobinage accordé par un condensateur dans le circuit plaque d'un tube à grande résistance interne dont la grille est excitée à la fréquence de résonance et de mesurer la tension développée, à l'aide d'un voltmètre amplificateur (fig. 141). Cette dernière est proportionnelle à $\frac{L}{RC}$.

Il est facile de déduire R si l'on connaît ω et L. Dans le cas particulier où les deux bobines ont une inductance égale, il est évident que la capacité

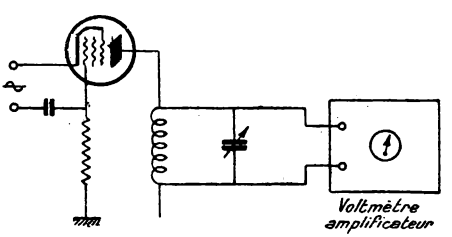


Fig. 141.

est pratiquement la même, car on peut généralement négliger l'influence de la capacité répartie. Il en résulte que les résistances effectives sont dans le même rapport que les déviations lues au voltmètre amplificateur. On peut aussi négliger l'amortissement dû aux influences du tube de liaison et du voltmètre amplificateur qui s'exercent de manière comparable

dans les deux cas, pour peu que les résistances soient du même ordre de grandeur.

168. Origines des pertes dans un bobinage. — Pour comprendre les résultats que nous donnerons plus loin, il est nécessaire de bien comprendre l'origine et la nature des pertes dans un bobinage.

Pertes dans le cuivre.

a) *Pertes ohmiques* — dues à la résistance ohmique — en tenant compte, naturellement, de l'effet pelliculaire. En conséquence, la résistance ohmique effective augmente avec la fréquence.

b) *Pertes par courants de Foucault* — dues aux courants parasites induits dans le métal des conducteurs. Ces pertes augmentent avec la fréquence. Elles sont d'autant plus importantes que la section du conducteur est plus grande.

Pertes extérieures au cuivre.

c) *Pertes diélectriques dans l'isolant du fil* — croissent avec la fréquence, sont proportionnelles au volume du diélectrique.

d) *Pertes dans le mandrin de bobine* — croissent avec la fréquence et avec le volume du mandrin. Sont très faibles aux fréquences usuelles.

e) *Pertes par courants de Foucault dans l'entourage de la bobine* — dues aux courants parasites dans le blindage, les vis de fixation, etc... etc...

169. Complexité de la question. Exemple. — La question des bobinages est extrêmement complexe. Les différents facteurs qui déterminent la qualité de la bobine peuvent jouer dans un sens ou dans l'autre. Un exemple permettra sans doute de mieux illustrer ces notions indispensables. Soit, par exemple, à constituer une bobine d'accord pour la gamme des ondes moyennes, entre 180 et 580 mètres. Nous serons amenés à prendre une valeur d'inductance de l'ordre de 180 microhenrys.

Supposons que nous fixions notre choix sur un enroulement cylindrique à spires jointives, le mandrin étant en carton bakélisé ou paraffiné.

Pour séparer les différentes influences, il faut nécessairement ne modifier qu'un seul facteur à la fois. Nous supposerons que le diamètre du fil, la nature de l'isolant ont été fixés. Nous agirons d'abord sur les dimensions de la bobine.

170. Influence du rapport : diamètre/longueur. — Il est facile de prévoir qu'un rapport optimum doit exister. Quand il s'agit de courants à fréquence industrielle, on démontre que la meilleure utilisation du conducteur est obtenue quand le diamètre D est égal à la longueur de la

Néanmoins, on peut concevoir qu'il existe nécessairement un rapport optimum. En effet, l'inductance L est proportionnelle, en gros :

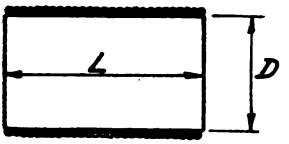


Fig. 142.

1° à la section — elle-même proportionnelle au carré du diamètre;
2° au carré du nombre de spires.

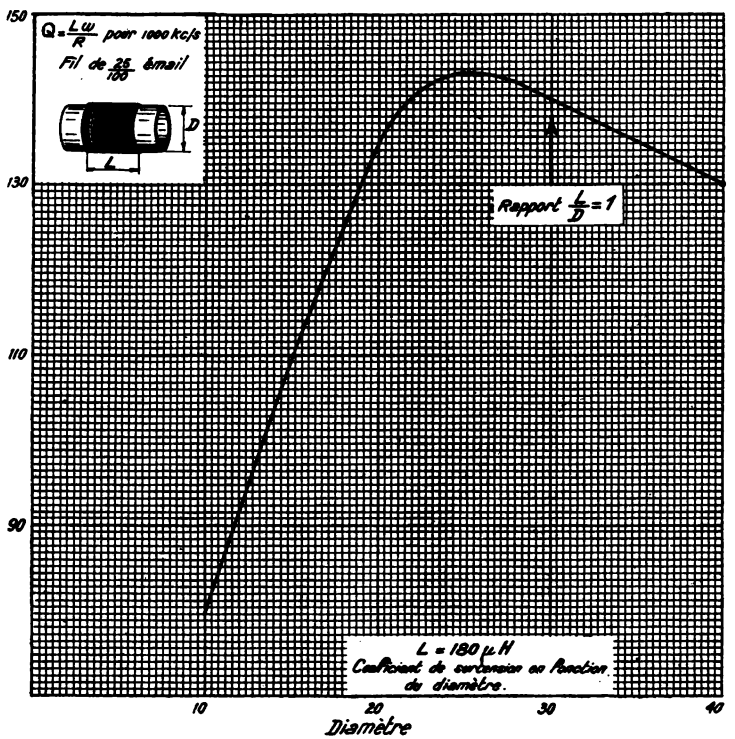


Fig. 143.

A la limite, nous aurions, d'un côté, une bobine constituée par une seule spire d'un très grand diamètre. Les pertes ohmiques seraient élevées

parce que la longueur du conducteur sera très grande. De l'autre côté, en prenant un diamètre très petit, nous aurions une bobine très longue, mais dont les pertes par capacité seraient plus importantes. Les pertes ohmiques seraient, elles aussi, assez élevées parce qu'une partie des spires serait en dehors du champ des autres spires.

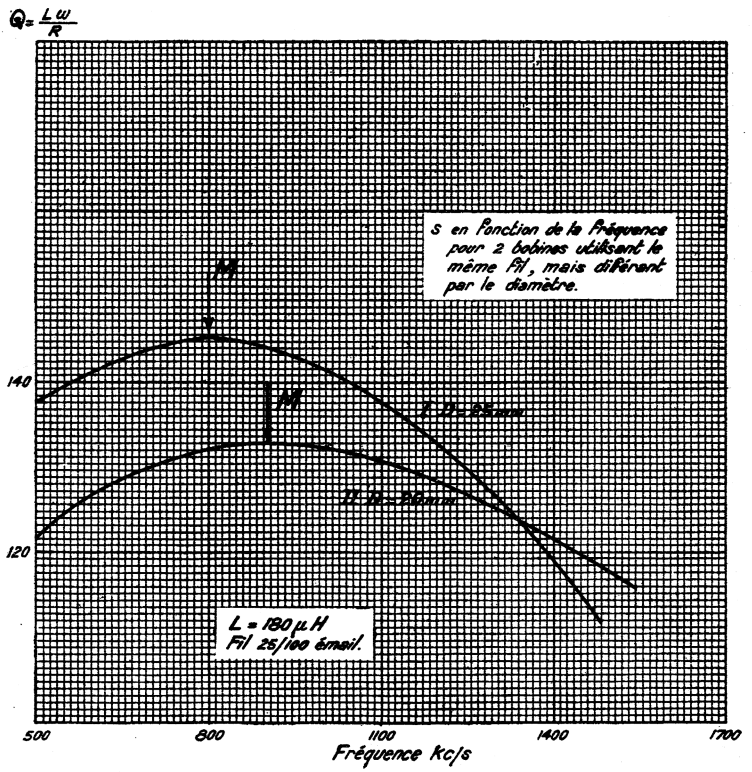


Fig. 144.

D'une manière plus précise, nous avons tracé la courbe donnant la variation du coefficient de surtension en fonction du diamètre du mandrin pour un bobinage de 180 microhenrys (Bobinage PO) réalisé avec du fil émaillé de 25/100 à spires jointives (fig. 143). La mesure a été effectuée à la fréquence moyenne de 1 000 kHz.

La meilleure bobine était obtenue pour un diamètre de 25 mm, à quoi correspondait une longueur L de l'ordre de 32 à 35 mm. Il y a donc une différence sensible avec la condition théorique. Il va sans dire que la

courbe fig. 143 n'est valable que pour la fréquence 1 000 kHz. Toutefois, pour d'autres fréquences, l'allure du phénomène ne serait pas différente. On remarquera que la diminution de qualité est beaucoup plus faible quand on augmente le diamètre. Pour illustrer que ces conclusions ne sont valables qu'à une seule fréquence, nous pouvons relever les valeurs du coefficient de surtension en fonction de la fréquence pour deux bobines de 180 microhenrys dont la première a un diamètre de 25 mm et dont la seconde a un diamètre de 20 mm. Le résultat est donné par les deux courbes de la fig. 144. Il est extrêmement net puisque, pour les fréquences supérieures à 1320 kilohertz, c'est le coefficient de surtension de la seconde qui est le plus favorable. On remarquera que la valeur maximum du coefficient de surtension se déplace vers les fréquences élevées quand on diminue le diamètre.

Ces résultats s'interprètent facilement. La diminution du coefficient de surtension pour les fréquences supérieures est dû à l'augmentation des pertes dans le cuivre : pertes ohmiques — en tenant compte de l'effet pelliculaire et pertes par courants parasites. En diminuant le diamètre, on tend à réduire l'intensité du champ dans lequel chaque spire est plongée. D'où, réduction de ces deux effets qui sont prépondérants pour les fréquences élevées. Par contre, pour les fréquences les plus basses, la résistance effective tend à augmenter parce que la longueur de fil est plus grande.

171. Influence de la section. — Il est intéressant de chercher comment varie le coefficient de surtension de la bobine quand on modifie le diamètre du fil. Mais les mesures précédentes portaient sur des bobinages à spires jointives. Si nous conservons cette forme, il est évident que le fait de modifier le diamètre du fil entraînera un changement dans la longueur de la partie bobinée. Les résultats que nous pourrions alors obtenir d'une mesure seraient difficiles à interpréter.

Pour éviter cette difficulté, nous pourrons conserver la même longueur de partie bobinée en espaçant convenablement les spires. Nous saurons alors que les modifications dans le facteur de surtension seront uniquement apportées par la modification de diamètre du conducteur.

Remarquons en passant que les bobines comparées ont été amenées à la même valeur d'inductance apparente pour la fréquence 1 000 kHz. C'est-à-dire qu'elles ont été réglées pour être en résonance à 1 000 kHz avec la même valeur de capacité aux bornes. Il est, en effet, certain que

la capacité répartie n'était pas la même. Elle était notoirement plus faible pour la bobine à fil plus fin. Cette réserve étant faite, il est évident que la comparaison peut être faite d'une manière valable (fig. 145).

Dans ces conditions on constate que le facteur de surtension s'améliore quand on augmente la section. L'augmentation est relativement très faible. Il faut, en effet, remarquer que la section du conducteur utilisé

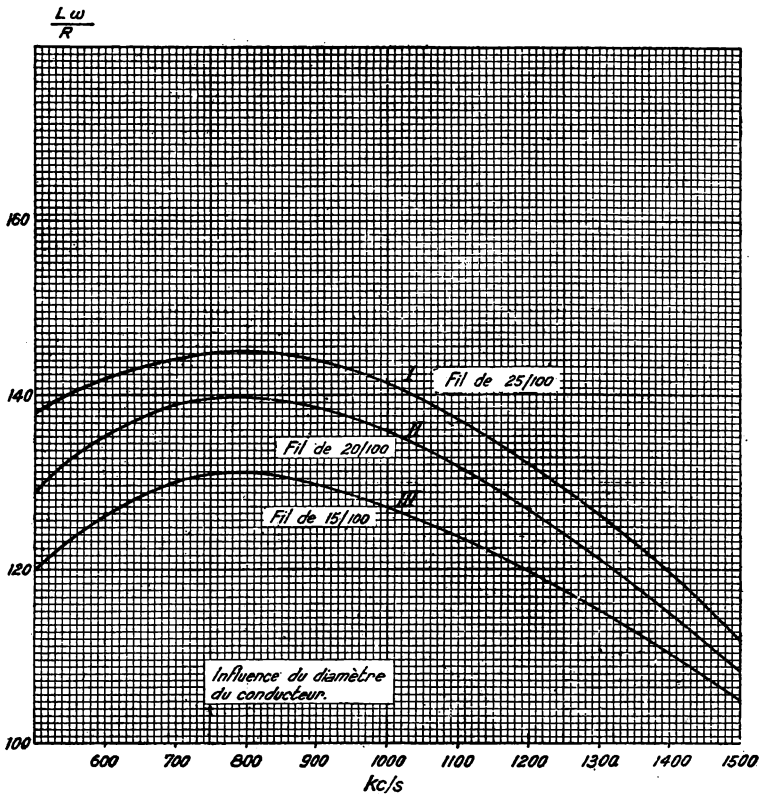


Fig. 145.

pour la bobine III est presque trois fois plus petite que celle du conducteur correspondant à la bobine I. La résistance de la bobine I était de l'ordre de 5 ohms et celle de la bobine III de l'ordre de 15 ohms. Or, à la fréquence 1 500 kHz il n'y a pas un écart de 10 % dans les résistances.

On s'explique facilement cette anomalie apparente. Les pertes par courants parasites sont beaucoup plus importantes, ainsi que l'effet pelliculaire dans le conducteur à plus forte section.

172. Influence de l'isolant. — Toutes les mesures précédentes ont été faites avec des enroulements *en fil émaillé*. L'épaisseur de l'isolant est, dans ce cas, extrêmement réduite. Elle est, toutefois, suffisante *à condition que l'émail soit de bonne qualité*. Il faut surtout veiller aux défauts qui peuvent mettre des spires voisines en court-circuit et modifier ainsi la qualité et la valeur de l'inductance.

En dehors de ces circonstances accidentelles, l'isolant est encore le

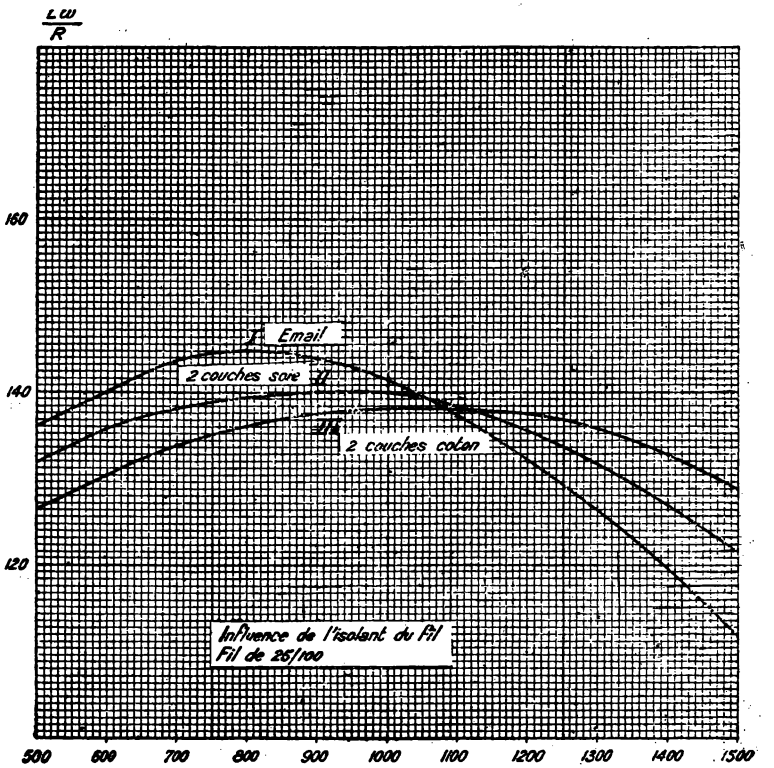


Fig. 146.

siège de pertes diélectriques. Celles-ci sont d'autant plus importantes que la différence de potentiel entre spires est plus grande, la fréquence plus élevée et la distance entre conducteurs voisins plus réduite.

Ces pertes seront donc plus particulièrement importantes pour un isolement émail, puisque la distance entre deux conducteurs voisins est très faible. Il est donc à prévoir qu'une bobine émail se comportera moins

bien pour les fréquences les plus élevées. C'est ce que traduisent exactement les courbes de la fig. 146. L'isolement émail donne des résultats nettement favorables au-dessous de 1 000 kc/s; par contre, au delà, l'avantage est au guipage coton ou soie.

173. Autres formes de bobinage. — L'emploi du bobinage cylindrique à une couche, ou simple solénoïde, conduirait rapidement à des dimensions prohibitives pour les fréquences inférieures à 500 kHz ($\lambda = 600$ m). On ne peut raisonnablement songer à construire des circuits d'accord en cylindre à une seule couche pour la gamme des grandes ondes.

D'ailleurs, un tel enroulement aurait nécessairement un facteur de surtension médiocre; le fil serait mal utilisé. Il est clair que la meilleure utilisation correspond à un bobinage assez compact pour que chaque spire soit dans le champ de l'ensemble des autres spires. Pour les fréquences élevées, cette condition conduirait à une exagération des pertes dans le cuivre — mais il s'agit là de fréquences plus basses (de 300 à 150 kHz — par exemple) et cet effet tend à être moins important que les pertes dues à la résistance du fil. Pour la même raison, ces pertes tendent vers la valeur qu'elles auraient en courant continu.

On a imaginé de très nombreuses formes de bobinages. Nous ne les passerons pas toutes en revue. Certaines d'entre elles ont leur intérêt sur les fréquences élevées (fond de panier, flanc de panier ou gabion, etc.....).

174. Solénoïde à plusieurs couches. — Sur le mandrin cylindrique, on enroulera un premier solénoïde (voir fig. 147), puis, en revenant latéralement dans l'autre sens, un second solénoïde dont les spires successives

Fig. 147.

sont interposées. On pourra, de la sorte, bobiner autant de couches qu'on voudra. L'inconvénient du procédé, c'est qu'il conduit à une grande capacité répartie. Les spires 1 et 20 qui sont voisines présentent une grande différence de potentiel. Leur capacité mutuelle joue donc un rôle important.

175. Bobinage en nid d'abeilles (fig. 148). — Le bobinage bien connu qui porte le nom de « nid d'abeilles » est un perfectionnement de ce procédé. Les spires sont bobinées obliquement sur le mandrin et ne sont pas jointives. Les points comme A, B, C, etc.., où le fil fait un angle se décalent d'une quantité constante à chaque tour. Si cette quantité est une fraction exacte de la longueur de la circonférence, il est évident que

le fil reprendra exactement la position 0 après un certain nombre de tours, constituant une *couche*.

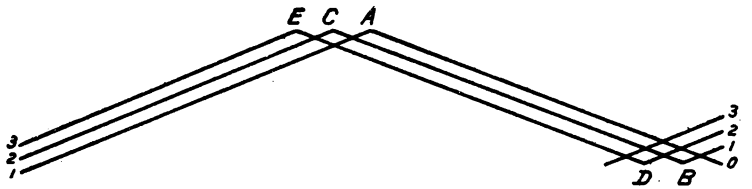


Fig. 148.

La circonférence correspond à 360°. L'angle de décalage par spire sera un multiple exact de 360, soit 15°, par exemple. Après 24 rotations, c'est-à-dire 24 spires, le décalage sera de 24 × 15 ou 360°.

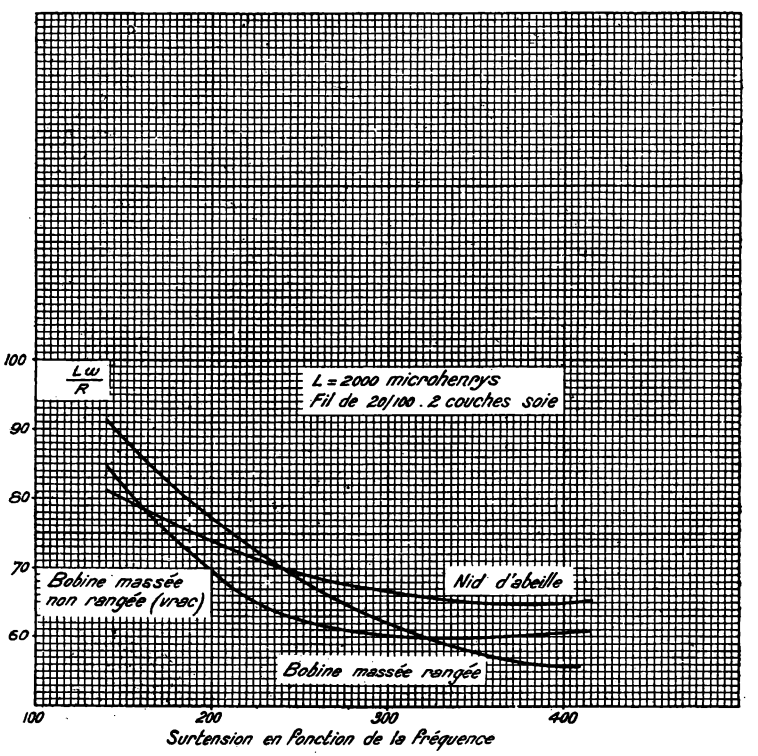


Fig. 149.

On peut aussi choisir un angle de telle sorte que la coïncidence ne se

reproduise qu'au bout de 2 couches, on obtient ainsi le bobinage dit « duolatéral ».

Si l'angle est quelconque, il n'y a pas coïncidence de couches. La bobine n'a pas un aussi bel aspect, mais ses propriétés demeurent sensiblement les mêmes.

Il est facile de comprendre pourquoi la capacité répartie est réduite. Les spires consécutives ne sont pas jointives. Elles se croisent, mais de telle sorte qu'il n'y ait qu'un seul point de contact. Les couches successives sont séparées par une distance égale au diamètre du fil.

Il est intéressant de comparer le coefficient de surtension d'un enroulement de même inductance (environ 2 000 microhenrys) réalisé avec du même fil (20/100 2 c. soie) sur un mandrin de même largeur mais avec des modes d'enroulement différent.

Les courbes de la fig. 149 renseignent à ce sujet. L'enroulement en nid d'abeille est, en moyenne, le meilleur. Sa supériorité se manifeste surtout pour les fréquences supérieures à 300 kHz. Il est juste d'ajouter qu'il est possible de réaliser des bobines meilleures que celle que nous avons utilisée pour les essais en question. Il n'en demeure pas moins que la supériorité du nid d'abeilles n'est pas écrasante. La réduction du facteur de surtension pour les fréquences inférieures à 1 000 kHz est causée par la résistance relativement grande de l'enroulement (de l'ordre de 20 ohms).

176. Influence de la grosseur du fil. — Les courbes fig. 149 permettent de juger que, pour les fréquences de l'ordre de 400 kilohertz, les pertes dans le cuivre jouent encore un rôle très important. Il est donc légitime de faire à ce sujet des observations précises. Notons en passant que cette zone correspond précisément aux fréquences utilisées dans les circuits d'amplification des appareils à changement de fréquence (472 kHz).

Nous avons donc réalisé une série de bobines en nid d'abeilles extra-plat, d'un diamètre intérieur de 12 mm. L'épaisseur était aussi petite que possible, mais croissait avec le diamètre du fil. Il était nécessaire qu'il en soit ainsi pour que la bobine puisse être enroulée d'une manière convenable. Les inductances apparentes ont toutes été réglées à 2 000 microhenrys et le coefficient de surtension mesuré à la fréquence de 470 kHz. Les résultats ont été portés sur la courbe fig. 150.

On voit donc nettement qu'il y a un diamètre optimum. Cette courbe n'est évidemment valable que pour le type de bobinage utilisé, valeur d'inductance et la fréquence de 470 kHz.

177. Emploi du fil divisé[1]. — Les observations précédentes permettent de se rendre compte que les pertes les plus importantes dans les bobinages usuels sont celles qui sont dues aux courants de Foucault et à l'effet pelliculaire. Il est d'ailleurs certain que la première cause est plus importante que la seconde.

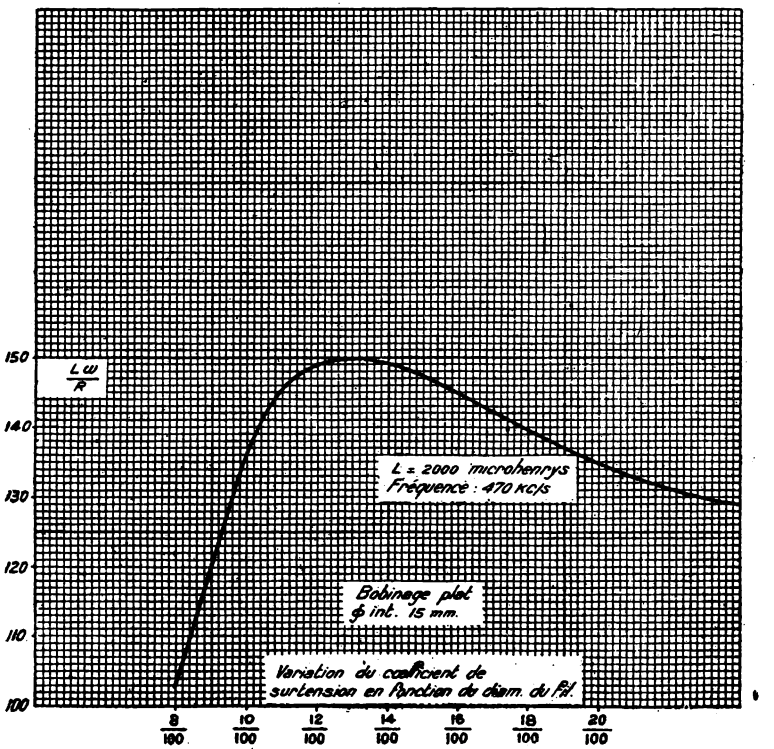


Fig. 150.

Ces courants parasites se produisent dans la masse du conducteur. Ils sont d'autant plus nuisibles que cette masse de métal est plus grande. L'effet est si important qu'il vient masquer complètement le bénéfice qu'on pourrait obtenir en augmentant la section du conducteur. C'est ce qui ressort nettement de l'examen de la fig. 150.

1. Il convient d'éviter l'emploi du mot « Fil de Litz » qui ne signifie absolument rien. Cette expression vient du mot composé allemand *Litzendraht*, qui veut dire : fil *divisé* (de Lizt : cordonnet, galon, etc..., corde composée de plusieurs torons, et *draht :* fil).

On combat efficacement cet effet en utilisant, non plus un conducteur unique, mais une série de conducteurs isolés les uns des autres par une couche d'émail et constituant le fil divisé. Le toronage de ce fil n'est pas indifférent. Il est indispensable que chacun des brins passe successivement par toutes les positions de la section droite. On observe que des fils ayant la même composition, mais de fabrication différente donnent des résultats différents.

Il existe des fils de composition et de section utile variables : par exemple : 10, 15 ou 20 brins de 5/100.

10, 15 ou 20 brins de 8/100, etc...

178. Avantage donné par l'emploi du fil divisé. — Dans le but d'obtenir une comparaison valable nous avons réalisé deux enroulements

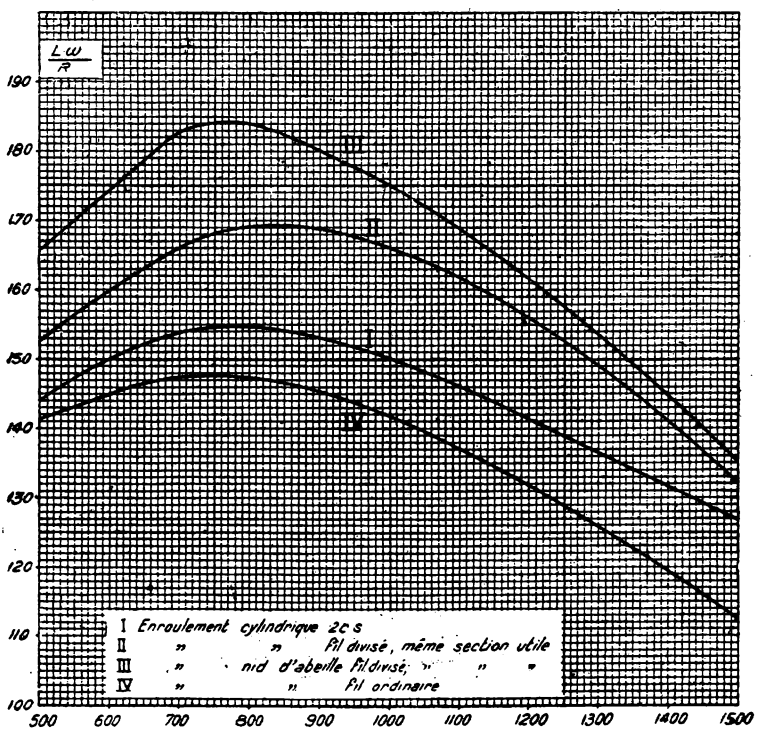


Fig. 151.

cylindriques avec des fils présentant la même section utile. Les conducteurs étaient isolés par deux couches soie. L'inductance était de 180 μH.

La bobine en fil plein était réalisée avec un faible écartement des spires, de manière à composer sensiblement la même longueur de fil pour la même inductance. Les résultats obtenus correspondent aux courbes I et II de la fig. 151. Il y a donc un avantage considérable en faveur du fil divisé.

Mais il est évident que la forme cylindrique se prête mal à mettre en évidence les avantages du fil divisé. Un bobinage dans lequel les spires sont placées dans un champ plus intense se prêtera beaucoup mieux à cette démonstration. En utilisant le même fil, nous avons donc réalisé un enroulement en nid d'abeilles. Pour le même coefficient de self-induction, la résistance en courant continu était notoirement plus faible (2,5 ohms au lieu de 3,5 ohms). Le gain de qualité est considérable (courbe III, fig. 151).

A titre de comparaison, nous avons réalisé le même enroulement en fil ordinaire. Le résultat est la courbe IV. La qualité de l'enroulement est inférieure à celle de l'enroulement cylindrique utilisant le même fil.

179. Fil divisé aux fréquences plus basses et plus élevées. Choix du diamètre. — Il est visible sur la fig. 151 que les courbes II et III ont tendance à rejoindre les courbes I et II aux deux extrémités. Des essais précis démontrent qu'il en est bien ainsi. On n'obtient pratiquement aucun gain à utiliser le fil spécial pour des fréquences inférieures à 300 kilocycles/seconde (au-dessus de 1 000 mètres), à moins qu'il ne s'agisse d'enroulements placés dans des champs très intenses, comme c'est le cas des bobines à fer divisé. Mais, dans ce cas, les bobines obtenues ont une qualité trop grande pour les besoins courants. Leur sélectivité excessive amène une atténuation exagérée des bandes latérales. Il faut alors prendre certaines précautions.

Le bénéfice, déjà peu important, pour une fréquence de 1 500 kHz, ne tarde pas à se traduire par une perte pour des fréquences plus élevées. Au delà de 2 000 kHz (ou 1 = 150 m) il faut utiliser le fil non divisé de forte section.

180. Note pratique sur l'emploi du fil divisé. — Le fil divisé doit être employé avec certaines précautions, sinon les résultats peuvent être plus mauvais qu'avec du fil ordinaire.

En particulier, il est indispensable que tous les brins soient électriquement réunis aux deux extrémités de l'enroulement.

Il faut donc décaper avec soin chacun des conducteurs avant de les souder, sinon la couche d'émail s'opposerait à la soudure. Comme il

s'agit de conducteurs d'un diamètre de 4 à 8/100 de mm., il faut nécessairement prendre de grandes précautions. Il existe des produits décapants spéciaux qui facilitent beaucoup cette opération.

Après soudure, l'extrémité du fil ne doit pas être coudée à angle brusque. Le cuivre étant flexible et l'étain ne l'étant pas, on risquerait de provoquer la rupture d'un brin.

En effectuant le bobinage, il faut se garder de faire subir au fil une traction trop importante. Il pourrait en résulter la rupture d'un ou plusieurs brins. Le dommage passerait inaperçu, parce qu'il se dissimule sous le guipage.

Il suffit qu'un seul brin soit rompu ou non soudé dans le conducteur pour que la bobine perde une grande partie de ses qualités.

181. Pertes dans les isolants. — Les pertes dans les mandrins et dans l'isolant du fil peuvent, en général, être négligées aux fréquences usuelles. Nous avons réalisé trois bobinages de même inductance en utilisant le même fil : 1° sur un support de carton bakélisé, 2° sur un support de trolitul, 3° sans aucun support, les spires étant maintenues par des attaches en fil de soie. Les coefficients de surtension étaient identiquement les mêmes aux différentes fréquences, tout au moins, en utilisant les méthodes de mesures usuelles.

Les pertes dans l'isolant du conducteur sont, en général, négligeables. Elles ne prennent une importance, qui peut être considérable, que si *l'isolant est imprégné d'humidité.*

Par exemple, une bobine de 180 microhenrys, bobinée avec du fil de 25/100, deux couches coton, placées dans une atmosphère humide pendant vingt-quatre heures accuse un coefficient de surtension de l'ordre de **30 à 1 000** kilohertz. Après séchage, à l'étuve à 90°, la même bobine présente un coefficient de 135. La même bobine est placée pendant quelques minutes dans un bain de paraffine à 135 ou 140°. Après refroidissement le coefficient de surtension est de 138 environ.

Il résulte de cette expérience qu'il est avantageux d'imprégner les bobinages. Il faut toutefois que cette opération soit faite avec des matériaux spécialement étudiés à cet effet. Parmi ceux-ci, on peut citer la paraffine neutre, la cire d'abeille débarrassée de toute humidité, le mélange cire-paraffine, etc...

182. Emploi de matériaux à base de fer divisé. — Si l'on examine la figure 151 on note que l'amélioration considérable de la courbe III vient des circonstances suivantes :

1. On a diminué la longueur du conducteur — et par conséquent sa résistance — en utilisant un bobinage très ramassé sur lui-même (nid d'abeilles).

2. Pour éviter l'exagération des pertes par courants parasites, aussi bien que celles dues à l'effet pelliculaire, on a utilisé du fil divisé.

Il semble donc bien que s'il était possible de diminuer la longueur du conducteur, on pourrait espérer obtenir encore une amélioration.

C'est bien ce que l'expérience a montré. Pour diminuer la longueur du conducteur, c'est-à-dire sa résistance, ou, ce qui revient au même, le nombre de spires, un moyen qui vient immédiatement à l'esprit, c'est de *placer l'enroulement dans un milieu plus perméable que l'air.* Il ne saurait être question d'utiliser un simple noyau de fer doux. Les pertes ainsi produites dans le fer seraient plusieurs dizaines de fois plus importantes que celles qu'il s'agit de réduire. Il s'agirait de pertes par hystérésis et par courants de Foucault. On peut réduire les secondes en utilisant un circuit magnétique feuilleté, ou mieux encore, en utilisant une poudre métallique finement pulvérisée. Remarquons en passant que l'idée n'est pas nouvelle. On a utilisé pour certaines applications téléphoniques des matières magnétiques constituées par de la limaille de fer enrobée dans un corps isolant. Toutefois, il s'agissait encore de *limaille,* c'est-à-dire de poudre à grains relativement gros.

La matière magnétique qu'on utilise aujourd'hui consiste en une poudre de fer dont les grains ont des diamètres de l'ordre de 1 à 5 millièmes de millimètre.

Cette poudre, incorporée dans un isolant, forme une matière magnétique dont la perméabilité apparente est de l'ordre de 4 à 6 et qui se comporte comme un excellent isolant (10^5 ohms/cm² par cm). C'est, en fait, une matière qui permet le moulage sous pression, qui peut être meulée, sciée, tournée, filetée, etc...

183. Formes des noyaux. Données numériques sur les bobinages. — Dans les débuts de la technique des noyaux magnétiques, on utilisa d'abord des circuits magnétiques fermés. On obtenait ainsi un coefficient de surtension très important, mais variant beaucoup le long des gammes de réception (voir fig. 154); à l'heure actuelle l'emploi des circuits fermés est réservé plus particulièrement aux circuits à fréquence fixe, comme ceux des étages à fréquence intermédiaire (MF) des récepteurs de radiodiffusion et l'on utilise plus volontiers les noyaux droits pour les circuits d'accord ou de haute fréquence.

Voici quelques données pratiques : Dans la gamme GO, on utilisera un noyau droit, enroulement en nid d'abeille avec du fil divisé compor-

tant 10 brins de 5 à 7/100 (Q = 250). Dans la gamme PO, noyau droit, fil comportant 20 à 30 brins de 4 à 5/100 (Q = 280 à 300). En MF, on utilisera sur noyau droit, du fil 7 brins de 6 à 7/100. On peut aussi

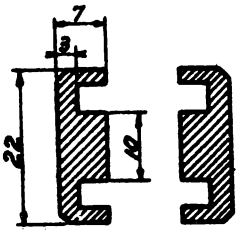


Fig. 152.

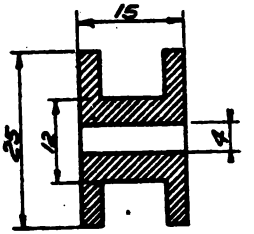


Fig. 152 *bis*.

utiliser le "pot fermé" ou le "pot coupé". On trouvera ci-dessous les résultats de mesure faites sur un enroulement :

f = 472 kHz	L = 750 µ Henrys.	R = 6,3 ohms Q = 321.
fil utilisé : 10 brins de 6/100.	Circuit fig. 152.	

De même, voici le résultat de mesures effectuées sur un enroulement, circuit magnétique non fermé (fig. 152 *bis*) fil 30 brins 5/100, coefficient de self induction : 190 µ H.

f kHz	R ohms	$\frac{R}{L}$	Q	f kHz	R ohms	$\frac{R}{L}$	Q
500	1,75	9200	345	1250	6,25	33 000	250
750	2,6	13 650	347	1500	9	47 000	200
1000	3,75	19 750	320				

Les enroulements non accordés (primaire des transformateurs HF ou des circuits d'accords) peuvent être réalisés en fil non divisé de 8 à 12/100, isolement émail et soie.

183 bis. Résultats obtenus. - Les résultats obtenus avec différentes carcasses sont mis en évidence par les courbes de la fig. 153 qui sont toutes effectuées sur des enroulements de 180 microhenrys. La bobine en pot fermé atteint pour 700 kHz l'énorme coefficient de surtension de 460. L'impédance à la résonance pour cette même fréquence est de l'ordre de 400 000 ohms.

Par contre, son coefficient de surtension tombe très rapidement quand

la fréquence augmente. A 1 500 kHz, il est à peine supérieur à celui d'un simple enroulement cylindrique de qualité courante (courbe I).

Le noyau droit fournit un enroulement dont le coefficient de surtension, sans atteindre un maximum aussi élevé, est cependant beaucoup plus constant. Sa valeur moyenne est de l'ordre de 250, le maximum ne

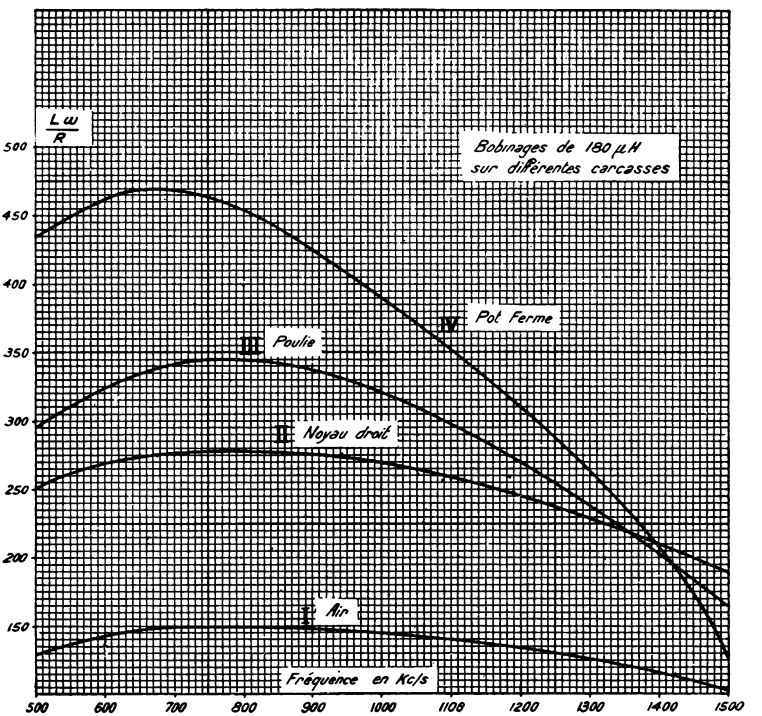


Fig. 153.

dépassant pas 280. A 1 500 kHz, sa valeur est encore voisine de 200.

Ces remarques, jointes à l'économie du prix de revient justifient la tendance actuelle.

On pourrait tracer des courbes semblables pour la gamme des « grandes ondes ». L'enroulement à circuit magnétique conduirait à un coefficient de surtension de l'ordre de 300 à 200 kHz — ce qui est encore manifestement exagéré et conduit à une atténuation notable des bandes latérales. Un enroulement sur noyau droit pourra donner, suivant le fil utilisé, un coef-

ficient de surtension compris entre 180 et 250. Un nid d'abeilles de qualité courante, sans noyau magnétique, a un coefficient de surtension de l'ordre de 60 à 80 (voir fig. 149).

184. Les Ferrites. — Dans de nombreuses applications, les ferrites magnétiques remplacent maintenant les noyaux à base de fer divisé. Ce sont en réalité des céramiques magnétiques de même texture générale que la magnétite naturelle $FeO\text{-}Fe_2O_3$ mais suivant le résultat et que l'on veut obtenir, les ions Fe_2O_3 sont remplacés par des ions : magnésium, manganèse, cuivre, zinc, etc.

Ces composés ne sont pas fusibles et sont traités par les méthodes habituelles de fabrication des céramiques, c'est-à-dire broyage des pâtes, mise en forme ou moulage sous pression, filage, etc., puis cuisson à haute température. Le cycle thermique de cuisson et de refroidissement a une importance capitale sur la qualité du produit final.

Le matériau obtenu est extrêmement dur et cassant. On ne peut guère le travailler que par meulage.

La perméabilité est beaucoup plus élevée que celle des matériaux à base de fer divisé. La valeur effective est couramment comprise entre 50 et 100 et peut éventuellement atteindre 5 000. Les pertes par courants de Foucault sont pratiquement nulles car le matériau se comporte comme un isolant et les pertes par hystérésis sont très faibles, même pour les courants de haute fréquence.

On peut distinguer deux variétés principales de ferrites :

a) Les ferrites destinées à constituer des circuits magnétiques pour bobinages fonctionnant en haute ou basse fréquence. Le nom commercial est « Ferroxcube » (La Radiotechnique-Transco) ou « Ferrinox » (CSF). On les appelle aussi ferrites « doux ».

b) Les ferrites à haut champ coercitif permettant la réalisation d'aimants permanents : nom commercial : « Ferroxdure » (Transco). On les appelle aussi ferrites « durs ».

Les principales applications des ferrites doux sont les suivantes :

1° Bâtonnets pour cadre récepteur. On peut ainsi réaliser des collecteurs d'onde de faible encombrement et de hauteur effective relativement élevée pour les gammes d'ondes moyennes (fig. 154-1).

2° Circuits magnétiques pour transformateur de « lignes » (en Télévision).

3° Bagues pour déflecteurs (en Télévision) (fig. 154-2).

ϕ extérieur mm	ϕ intérieur mm	Longueur mm	FXC qualité
10	6	180	4 B.
10	6	140	4 B.
10	6	100	3 B. 4 B. 4 C. 4 D. 4 E.
10	6	50	3 B. 4 B.
10	6	25	3 B. 4 B.
9,7	4	175	3 B.
9,7	4	140	3 B.
9,7		203	4 B.
9,7		175	4 B.
9,7		140	4 B.
8,8		200	4 B.
8,8		140	4 B.
8	4,5	50	3 B. 4 A. 4 B. 4 C. 4 D. 4 E.
4,1	2	50	3 B.
4,1	2	25	3 B. 4 A. 4 B. 4 C. 4 D. 4 E. 4 F.
4,1	2	7	3 B. 4 B. 4 C. 4 D. 4 E. 4 F.
1,6		28	3 B. 4 B. 4 C. 4 D. 4 E. 4 F.
1,6		11,3	3 B. 4 B. 4 C. 4 D. 4 E. 3 F.

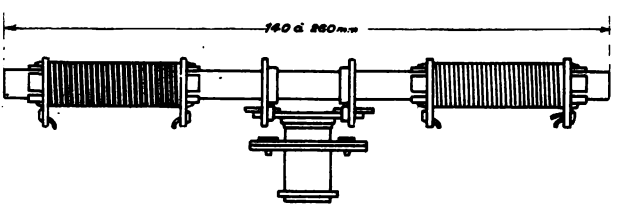


Fig. 154-1. — Bâtonnets de Ferroxcube utilisés comme collecteur d'ondes sur récepteurs radio de 1 600 à 150 kHz.

4° Bâtonnets pour bobines à inductance variable (accord des récepteurs radio, notamment auto-radio).

5° Bâtonnets pour inductance d'arrêt en VHF.

6° Applications aux U. H. F. (guides d'ondes).

7° Tore à cycle d'hystérésis rectangulaires pour applications spéciales (mémoire des machines à calculer).

Fig. 154-2. Bagues pour déflecteurs de télévision sur tubes cathodiques à angle de 90°.

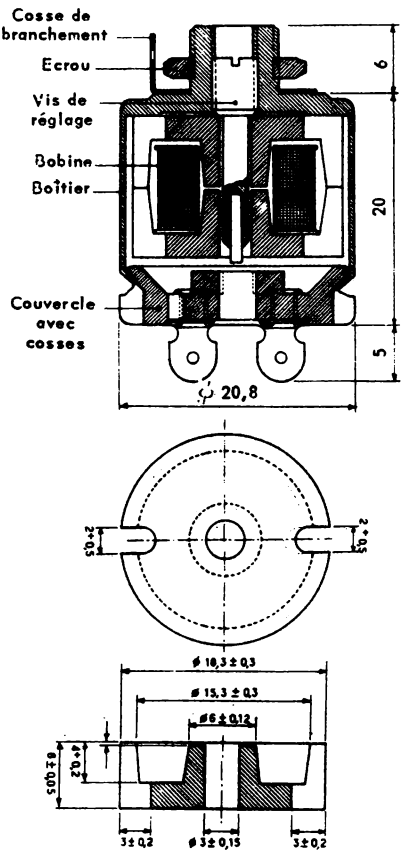


Fig. 154-3. — Pots réglables en ferroxcube, avec entrefer dans laquelle la vis de réglage déplace verticalement un shunt magnétique faisant varier l'inductance. Exemple de réalisation : pot de 20 mm de haut, les deux coupelles étant assemblées et 18 mm de diamètre, dénommé pot 18/12 (COPRIM) pour fréquences de 40 à 1 000 kHz, l'inductance pouvant atteindre 300 millihenrys.

Avec ce pot, entrefer de 300 microns, le nombre de spires pour une valeur de l. self-induction, sera égal à $N = 96\sqrt{L}$; avec un entrefer de 500 microns $N = 113\sqrt{L}$.

8° Pots fermés fixes ou ajustables pour constitution d'inductance à haut coefficient de qualité (fig. 154-3).

Le « Ferroxdure » permet la constitution d'aimants très puissants pour concentration magnétique des tubes à rayons cathodiques, haut-parleurs, appareils de mesure, etc.

Dans la catégorie des ferrites « doux », le ferroxcube (TRANSCO) est fabriqué en diverses qualités 3B - 3F - 4B - 4C - 4D - 4E - 4F qui se distinguent par leurs valeurs de perméabilité et leurs coefficients de pertes.

	Fil utilisé	*Nombre de tours*	*Self (mH)*
A	5 × 0,07	304	9,88
B	12 × 0,07	166	2,99
C	20 × 0,07	87	0,84
D	40 × 0,07	48	0,255
E	8 × 0,07	195	2,96
F	20 × 0,07	113	1,013
G	36 × 0,07	57	0,219
H	56 × 0,04	105	0,510
K	70 × 0,04	74	0,269
L	100 × 0,04	47	0,108
M	30 × 0,04	100 (1)	0,409

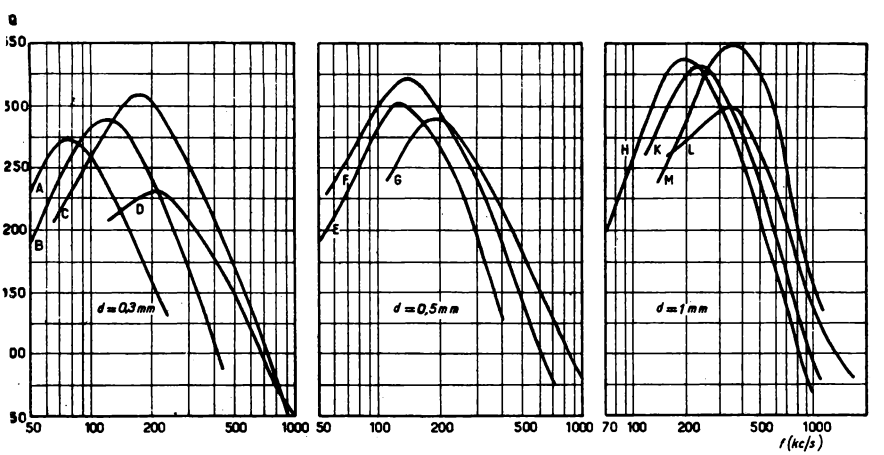


Fig. 154-4. — Valeur du coefficient de qualité Q = Lω/R obtenu avec différents bobinages dans un pot Ferroxcube 18/12, la largeur de l'entrefer étant égale à gauche à 300 microns ; au centre, à 500 microns ; à droite, à 1 mm.

Pour la réalisation des inductances en pots fermés de Ferroxcube, on conseille la qualité 3B4 au-dessous de 20 kHz, 3B2 de 20 à 150 kHz, 3B3 de 150 à 1 000 kHz, 4B de 1 à 2 MHz et 4C au-dessus de 2 MHz.

Montage et emplacement des bobinages

185. Généralités. Orientation et couplage nuls. — Dans la construction des récepteurs, il est indispensable d'éviter les couplages parasites entre les différents circuits.

Nous avons exposé précédemment que deux circuits peuvent être couplés de différentes manières, soit par un *couplage ohmique* (ou galvanique), soit par un *couplage magnétique*, soit encore par *un couplage électro-statique.*

Il y aura *couplage magnétique* entre deux enroulements chaque fois

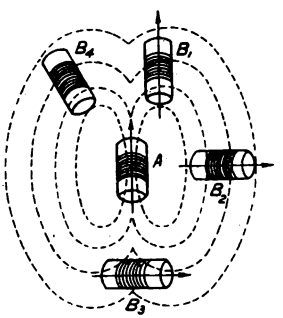


Fig. 155.

que les lignes de force de l'un d'eux traverseront les spires de l'autre. Or, en principe, le champ magnétique d'une bobine s'étend à l'infini autour d'elle. Il en résulte que deux bobines sont toujours couplées, à moins que des précautions spéciales n'aient été prises.

Un premier moyen pourra consister à chercher l'orientation pour laquelle le couplage est nul. Il faut noter en passant que cette orientation ne correspond pas nécessairement à la position pour laquelle les axes sont rectangulaires. Nous avons indiqué en A, fig. 155 une première bobine, les positions B_1, B_2, B_3, B_4, correspondent à des orientations d'une bobine B correspondant toutes à un couplage magnétique nul. On notera que la position B_1 *correspond précisément au parallélisme des axes.*

Mais il s'agit là uniquement du couplage magnétique. Quelle que soit leur position, il existera un champ électrique entre les deux bobinages.

Ce couplage ne saurait être annulé par une orientation quelconque. Le seul moyen sera de disposer un écran conducteur relié à un potentiel fixe, entre les deux bobines.

Pour supprimer le couplage magnétique, on peut songer à un procédé semblable qui consisterait à utiliser un écran en matière très magnétique, d'une épaisseur suffisante pour que sa reluctance puisse être considérée comme négligeable par rapport à l'air qui l'entoure. Le moyen est parfaitement applicable pour les champs magnétiques continus ou quand la fréquence est relativement basse (inférieure à 10 kilocycles, par exemple). Mais il devient impraticable pour les radio-fréquences : les pertes par hystérésis et par courant de Foucault seraient trop considérables.

Il reste heureusement un moyen, celui qui est utilisé dans tous les récepteurs de radio et qui consiste à placer l'enroulement à protéger des actions extérieures dans une enceinte complètement fermée, en métal bon conducteur et non magnétique.

186. Action magnétique du blindage. — A première vue, il peut paraître étonnant qu'un blindage en métal *non magnétique*, comme le cuivre rouge, puisse intercepter complètement un champ magnétique. Il faut bien noter *qu'il s'agit là d'un champ magnétique alternatif.*

Dans ces conditions, des courants tourbillonnaires (courants de Foucault) naissent dans le blindage. *Ils sont tels que le champ magnétique qu'ils produisent à l'extérieur soit, à chaque instant, égal en grandeur et en opposition de phase avec le champ de l'enroulement.* Cette dernière condition est d'autant plus parfaitement réalisée, que le métal du blindage a une plus faible résistance et que la fréquence est plus élevée. L'énergie dépensée par ces courants est d'autant plus faible que le champ est moins intense et que la résistance du blindage est plus faible. Ainsi, apparaît immédiatement le grand intérêt d'utiliser des blindages épais de larges dimensions, et réalisés en métaux aussi bons conducteurs que possible (cuivre rouge, aluminium).

Un blindage mince ou en métal mauvais conducteur, tout en constituant un écran électrostatique parfait, pourra se révéler un blindage magnétique insuffisant.

L'action des courants tourbillonnaires suppose que le métal soit continu. On peut, à cet effet, faire une expérience curieuse et extrêmement frappante.

On enferme complètement un cadre récepteur à l'intérieur d'un tube épais en cuivre rouge. Le cadre est relié à un récepteur pour lequel il sert de collecteur d'ondes. Bien entendu, aucune réception n'est possible dans ces conditions. Mais, pour que la réception soit possible comme si le cadre était à l'air libre, *il suffit de couper complètement le tube de cuivre sur une épaisseur d'une fraction de millimètre.*

De même manière, l'efficacité d'un blindage cylindrique sera réduite dans des proportions considérables, s'il est coupé suivant une génératrice, même si les deux bords de la fente sont rapprochés au point de se recouvrir, à condition, naturellement, qu'ils demeurent isolés.

187. Action du blindage sur l'enroulement. — Le fait de placer une bobine dans un blindage augmente la capacité répartie et diminue son inductance. L'augmentation de capacité est due aux capacités additionnelles qui existent entre le blindage et les différents points de la bobine. La présence du blindage confine le champ de la bobine dans un espace plus restreint et, pour cette raison, diminue le coefficient de self-induction en augmentant la reluctance du circuit magnétique.

Ces deux effets seront d'autant plus réduits que le blindage sera de plus grandes dimensions par rapport à la bobine.

L'énergie consommée par les courants tourbillonnaires est, naturellement, fournie par la bobine. Il en résulte nécessairement une augmentation de la résistance en haute fréquence. L'augmentation des pertes sera aussi plus faible si le blindage est moins résistant et plus éloigné de la bobine.

Pour les enroulements cylindriques on admet que la distance entre le blindage et la paroi de la bobine doit être du même ordre de grandeur que le diamètre de l'enroulement. Cela conduit, par conséquent, à adopter un diamètre de blindage égal à trois fois le diamètre de la bobine. Dans ces conditions l'augmentation des pertes n'est pas considérable.

Le facteur de surtension est généralement réduit de 5 à 10 % suivant les fréquences. Il est moins réduit pour les fréquences les plus élevées. Le coefficient de self-induction est diminué de 10 à 15 %. Ainsi, la bobine faisant l'objet de la courbe I, fig. 145, mesurant 180 microhenrys à l'air libre, accuse une inductance de 168 microhenrys quand elle est placée dans un blindage de 60 mm. Son coefficient de surtension, qui est de 152 à 1 000 kc/s sans blindage, mesure 135 dans le premier blindage et 125 dans le second.

Il est à prévoir que les bobinages très compacts, comme les enroulements en nid d'abeilles, permettront d'utiliser des blindages plus petits : c'est ce que confirme l'expérience.

Mais l'avantage est encore plus net quand il s'agit de bobines à noyau magnétique. On le comprend sans peine, puisque les dimensions géométriques du bobinage sont considérablement réduites et que, de plus, le champ magnétique est principalement confiné dans la matière magnétique. Il devient alors possible d'utiliser des blindages dont les dimensions sont beaucoup plus réduites.

L'action du blindage sur la qualité de la bobine dépend naturellement de la forme du noyau. Un noyau fermé permettra d'utiliser un blindage plus petit.

En enfermant les blindages correspondant aux courbes de la fig. 154 dans un blindage d'aluminium de 45 mm de diamètre, on observe, en moyenne :

Une diminution du coefficient de surtension de 3 à 4 % pour le bobinage IV
— — — de 4 à 5 % — III
— — — de 6 à 7 % — II

La diminution moyenne atteint 10 à 12 % pour le bobinage I, bien qu'il s'agisse, dans ce cas, d'un blindage de 80 mm.

188. Influence du voisinage. — Toute masse métallique placée dans le champ de la bobine est le siège de courants parasites. Ceux-ci correspondent à une dissipation d'énergie qui est en définitive, fournie par l'enroulement. C'est le cas, déjà traité plus haut du blindage. Mais tous les autres organes métalliques placés à l'intérieur du blindage seront dans le même cas.

Il faudra donc se garder soigneusement d'utiliser des pièces de fixation métallique (équerres, tiges filetées, vis, etc...) ou, du moins, il faudra toujours les placer dans un endroit où l'intensité de champ demeure faible.

Le simple fait de placer une tige de cuivre de 3 mm (tige filetée) dans l'axe d'un bobinage cylindrique à air fait baisser le coefficient de surtension d'environ 10 à 12 %. La même tige, placée à 5 mm de la bobine et parallèlement à l'axe produit une diminution de l'ordre de 2 à 3 %.

Si la tige est en métal magnétique, les pertes sont beaucoup plus élevées.

Il faut donc soigneusement se garder d'utiliser le moyen simple de fixation qui consisterait à maintenir le bobinage par une simple tige métallique filetée centrale.

189. Influence des autres bobinages. — Quand il s'agit de bobinages d'accord ou de haute fréquence, il arrive fréquemment que les bobinages correspondants aux différentes gammes sont placés dans le même blindage ou du moins, sont très rapprochés.

Tout d'abord, ces bobinages constituent des masses métalliques dont l'action parasite a été étudiée plus haut. Mais une augmentation encore beaucoup plus grande des pertes peut se produire si la longueur d'onde propre d'un bobinage quelconque vient tomber précisément dans une des gammes de fonctionnement d'un autre bobinage.

Ce cas se produit généralement entre le circuit des ondes moyennes (PO) qui couvre de 200 à 600 m (1 500 à 500 kc/s). Le bobinage *grandes*

ondes a généralement une inductance de l'ordre de 2 000 microhenrys — sa longueur d'onde propre est généralement de l'ordre de 350 m. Les connexions, les capacités diverses, amènent généralement cette valeur à être voisine de 400 m. S'il existe un couplage appréciable entre les deux enroulements, l'effet sur le circuit PO peut être absolument déplorable.

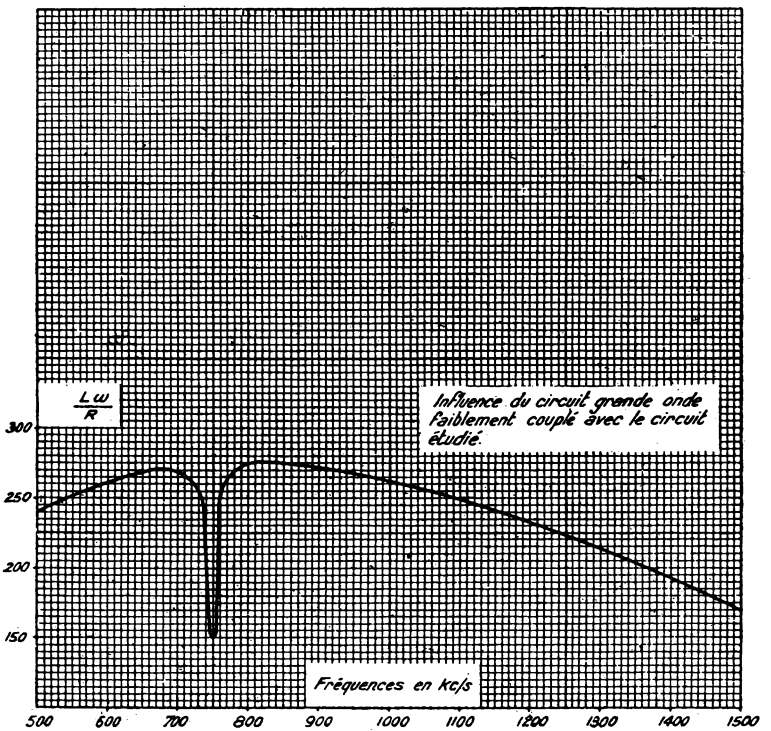


Fig. 156.

On en jugera par la figure 156 qui représente la variation du coefficient de surtension d'un bobinage de 180 microhenrys, placé dans le même blindage qu'une autre bobine de 2000 microhenrys, en fonction de la fréquence.

Il convient donc, soit d'étudier soigneusement la position mutuelle des différents enroulements pour que le couplage soit inappréciable, soit encore de prévoir un dispositif de commutateur tel que la longueur d'onde de tous les circuits inutilisés ne soit pas placée dans une des gammes de réception.

190. Bobinages destinés aux ondes courtes. — Quand la fréquence augmente, les pertes deviennent de plus en plus élevées et, en particulier, les pertes dans le cuivre prennent une valeur considérable. L'emploi de fil divisé donne des résultats beaucoup plus mauvais que le fil ordinaire de forte section. On emploiera donc généralement soit du fil nu, soit du fil émaillé de 5 à 10/10 mm.

Les enroulements seront des solénoïdes faits sur mandrin de bakélite spéciale, ou, mieux encore, de trolitul.

Dans le but de diminuer la capacité répartie on utilisera souvent un bobinage dont les spires ne sont pas jointives.

Il est parfois intéressant de prévoir un noyau magnétique spécial qui améliore la qualité du bobinage.

191. Réglage de l'inductance des bobinages. — Lorsque les bobinages ont été réalisés en atelier, il faut en général, *les régler*, c'est-à-dire, les amener très exactement à une valeur précise de l'inductance. Cette valeur exacte est la valeur « standard » ou encore celle qui a été expérimentalement déterminée sur une maquette ou un prototype.

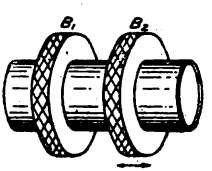


Fig. 157.

Fig. 158.

Pour cela, on peut avoir recours à différents moyens.

Celui qui vient immédiatement à l'idée consiste à agir tout simplement sur le nombre de spires. Le bobinage sera normalement prévu avec deux ou trois spires supplémentaires. Le procédé n'est pas précis. Tout d'abord on peut vouloir obtenir une précision supérieure à celle que peut donner une spire. D'autre part, la manipulation du fil divisé est assez longue et délicate.

Pour les bobinages cylindriques, on prévoit, à l'extrémité du bobinage, un certain nombre de spires dites de « réglage » qui sont écartées de 5 à 6 mm du reste de l'enroulement (fig. 157). En tournant la bobine et en faisant glisser le fil il est facile de faire passer des spires de la partie A à la partie B et inversement. Les spires de la partie A sont dans un champ magnétique de plus grande intensité. C'est pour cette raison qu'on augmente le coefficient de self-induction en faisant glisser des spires de B vers A. On a ainsi un réglage rigoureusement continu qui permet toutes les finesses.

Lorsque l'enroulement est réalisé en nid d'abeille on peut avoir recours au moyen de la fig. 157. La bobine est constituée par deux enroulements B_1 et B_2 faits dans le même sens dont l'un peut glisser sur le mandrin. L'inductance totale se compose de l'inductance de B_1, de celle de B_2 et aussi d'une inductance mutuelle M qu'on fait varier à volonté en rapprochant (augmentation de l'inductance totale) ou en éloignant B_1 et B_2.

Ces moyens ont l'inconvénient de ne pouvoir être commodément utilisés qu'en dehors du blindage. Or, la mise en place de ce dernier change l'inductance d'une manière qui peut varier avec différents facteurs. Il faudrait donc avoir soin de remettre le blindage après chaque intervention, avant de refaire la mesure.

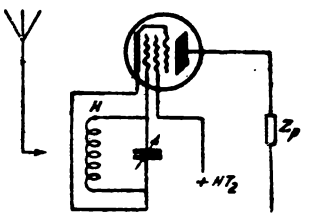


Fig. 159.

L'emploi de noyaux magnétiques donne des solutions beaucoup plus précises et beaucoup plus commodes. Il suffit, en effet, qu'une partie du noyau soit mobile par rapport au bobinage pour qu'on puisse faire varier l'inductance sans toucher au nombre de spires.

On peut aussi simplement meuler le noyau dans le cas où aucun réglage n'a été prévu. Il est évident que ce moyen suppose que l'inductance primitive était plus grande que la valeur désirée.

Notons toutefois que la variation d'inductance ainsi obtenue doit toujours demeurer assez faible. S'il en était autrement, il y aurait certainement une variation importante du coefficient de surtension, ce qui doit naturellement être évité. Il faut que les bobinages fabriqués soient comparables, non seulement, comme *inductance*, mais aussi comme *résistance effective*.

Le premier moyen cité a l'avantage de permettre le réglage de l'inductance lorsqu'elle est placée dans son blindage.

Un dispositif particulièrement précieux pour le réglage des bobinages est celui que nous avons schématisé, dans un chapitre précédent (fig. 86). Il existe dans le commerce des ondemètres comportant ce dispositif d'essai. Ils sont indispensables pour la fabrication. La comparaison de l'inductance à la bobine se fait en appréciant le maximum de déviation

du voltmètre amplificateur. D'autre part, l'amplitude de ce maximum donne une mesure comparative de la résistance effective ou, ce qui revient au même, du facteur de surtension.

Circuits d'accords.

192. Problème de couplage de l'antenne. — La très grande majorité des récepteurs comporte un circuit accordé d'entrée, placé entre masse ou cathode et la première grille de commande (fig. 159).

L'énergie haute fréquence recueillie par le collecteur d'onde doit être transmise à ce circuit, c'est le rôle du *couplage d'antenne.*

Ce couplage doit remplir un certain nombre de conditions que nous allons étudier.

a) En premier lieu, l'énergie recueillie doit être transmise avec le minimum de déchet ou de pertes. Il est clair que la sensibilité du récepteur dépendra directement de la qualité de cette transmission. Il est évidemment toujours possible de compenser un défaut de rendement par une augmentation de l'amplification. Mais on ne perdra pas de vue que toute augmentation de gain est accompagnée d'une augmentation de bruit de fond. Il est donc toujours intéressant d'utiliser au mieux les tensions recueillies par l'antenne.

b) Le collecteur d'onde n'est pas une résistance pure. En toute exactitude, il faut considérer, l'antenne comme un circuit complexe comportant *résistance, self-induction et capacité.*

Pour les fréquences usuelles, comprises entre 1 500 et 150 kilohertz on peut, avec les antennes normalement utilisées, négliger la composante *self-induction* devant les deux autres.

La capacité peut varier entre d'assez grandes limites. On peut admettre que la capacité d'une antenne intérieure bien établie, varie entre 50 et 100 picofarads. La capacité d'une grande antenne extérieure, munie d'une descente blindée de quelques dizaines de mètres peut dépasser 1 000 picofarads.

Or, les appareils modernes sont prévus pour fonctionner avec n'importe quel collecteur d'ondes. Il faut donc que le déréglage introduit par l'antenne soit pratiquement négligeable et ne se traduise pas par un désaccord inadmissible du circuit d'entrée.

c) Précisément parce que le collecteur d'onde n'est pas une résistance pure, les moyens les plus simples conduiront à un couplage qui sera variable avec la fréquence. Or, c'est un défaut évident. L'usager est

en droit d'attendre de son récepteur une sensibilité de même ordre de grandeur en haut ou en bas d'une gamme de réception.

d) La composante *résistance* peut aussi varier dans des limites assez étendues. *Elle dépend beaucoup, en particulier, de la qualité de la prise de terre.*

Par suite du couplage antenne, une partie de l'amortissement de l'antenne est reportée sur le circuit oscillant. Il est extrêmement important que cet amortissement ne prenne pas des valeurs trop considérables.

Un défaut de sélectivité du circuit d'entrée se traduit souvent par des phénomènes fort gênants dont il est pratiquement impossible de se débarrasser par la suite [1].

La résistance des antennes comporte, nous l'avons étudié plus haut, une composante qui dépend de la qualité de l'antenne (résistance de rayonnement) et une composante purement ohmique qui dépend de la section du conducteur et surtout de la résistance de la prise de terre. La résistance des antennes de réception courante peut varier entre quelques ohms et plusieurs centaines d'ohms. On atteindra souvent une valeur élevée quand on fait fonctionner le récepteur *sans prise de terre.* En réalité, il y a toujours une prise de terre, celle-ci étant constituée par le secteur, ou par une capacité entre les éléments du récepteur et la terre. Mais dans ces derniers cas la résistance équivalente est toujours très grande.

193. Couplage statique par condensateur au sommet du circuit. — Soulignons tout d'abord qu'il convient d'éviter le terme *capacitif* qui est un inutile barbarisme puisqu'il existe le terme *électrostatique* ou, si l'on préfère « par condensateur » ou, simplement : *statique.*

L'antenne peut être représentée par le schéma équivalent de la fig. 160, dans lequel, on aura, par exemple, en moyenne $R_A = 100$ ohms et $C_A = 200$ pF, le générateur de haute fréquence étant considéré comme dénué d'impédance.

Fig. 160.

On voit qu'il est impossible de brancher directement l'antenne au sommet du circuit. Il est évident que cela reviendrait très sensiblement à placer une capacité de 200 picofarads en parallèle sur le condensateur d'entrée. Le déréglage serait tout à fait inadmissible puisque la capacité aux bornes du circuit accordé ne pourrait jamais descendre au dessous de cette valeur de 200 picofarads. De plus, le déréglage entre une antenne petite ou grande serait très considérable. Et il serait impossible de

1. Voir tome II, paragraphes nos 244 à 250.

tenir compte d'un écart aussi grand dans la construction du récepteur.

On est donc tout naturellement amené à réduire artificiellement la capacité du collecteur d'onde en introduisant, en série, une capacité plus petite, dite : *capacité de couplage.*

Le schéma est donné fig. 161 et le schéma équivalent est donné fig. 162. Admettons que la capacité additionnelle admise aux bornes de CV soit

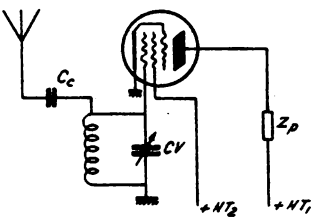


Fig. 161.

de 10 picofarads. Plaçons en C_A une capacité de cette valeur. Une antenne infiniment longue correspondrait évidemment à un court-circuit entre A et B (capacité C_A infiniment grande) en négligeant l'influence toujours faible de R_A. La capacité ajoutée aux bornes de CV sera alors précisément de 10 picofarads. Toute antenne plus petite correspondra à une capacité ajoutée plus petite et les conditions que nous nous sommes fixées sont respectées.

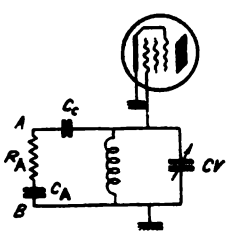


Fig. 162.

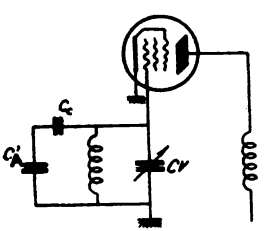


Fig. 163.

Notons qu'en pratique il arrive souvent que le condensateur de très petite capacité est réalisé sous une forme spéciale. On bobinera, par exemple, 1 ou 2 spires à circuit ouvert, sur l'extrémité de la bobine du circuit oscillant. On dit qu'il s'agit de *spires de couplage* mais, en dépit des apparences, ces spires ne constituent pas autre chose qu'un condensateur et se comportent, en fait, comme une capacité d'assez mauvaise qualité.

Le défaut du système apparaît au premier examen. Il est certain qu'une capacité de 10 picofarads constitue une impédance qui est appréciable dans la gamme tout entière des radio-fréquences usuelles. Le couplage

sera donc assez faible, particulièrement pour les fréquences basses. On peut montrer qu'à égalité de tensions dans l'antenne, les tensions transmises de l'antenne à la grille du tube d'entrée varient dans le rapport de l'ordre de 1 (f = 500 kHz ou 600 m) à 10 (f = 1.500 kHz ou 200 m).

Lorsqu'on peut tabler sur une valeur moyenne de la capacité d'antenne, on peut naturellement augmenter la capacité de couplage C_c. Un autre moyen d'arriver à ce même résultat consistera à shunter l'entrée par un condensateur fixe C'_A de l'ordre de quelques dizaines de picofarads. De la sorte, la variation de la capacité entre une antenne infiniment longue et l'absence d'antenne se trouve ainsi réduite. Il est juste d'ajouter que le couplage se trouve réduit pour les fréquences les plus grandes de la gamme, ce qui concourt à rendre la sensibilité plus constante.

194. Couplage par inductance au sommet du circuit (fig. 164). — Nous étudierons très rapidement ce système qui n'a reçu que de rares applications pratiques.

Pour réduire l'influence de l'antenne sur le circuit oscillant, on peut aussi insérer, *en série*, une inductance. Il faut que celle-ci soit assez grande

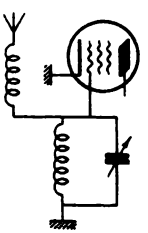


Fig. 164.

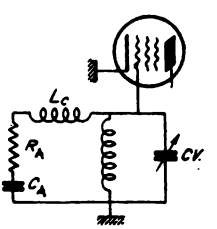


Fig. 165.

pour que l'ensemble inductif associé au condensateur C_A ait une fréquence propre largement différente de la fréquence de réception. S'il en était autrement il y aurait un décalage considérable causé par le branchement de l'antenne et, circonstance aggravante, ce décalage varierait avec la grandeur de l'antenne.

Il faut donc nécessairement que L soit beaucoup plus important que la bobine d'antenne.

Le schéma équivalent est donné fig. 165. Dans ces conditions, l'influence de l'antenne peut être rendue très petite, ainsi que le déréglage.

195. Couplage statique à la base du circuit d'accord. — Le schéma de principe est donné fig. 166. On introduit un condensateur C_c en série

dans le circuit oscillant, qui est le condensateur de couplage. Le schéma équivalent est donné fig. 167.

Le couplage sera d'autant plus important que le condensateur C_c, sera plus petit. Il est clair qu'un condensateur infiniment plus grand, correspondrait à une mise à la terre de l'antenne, c'est-à-dire à un couplage nul.

Le déréglage imposé au circuit suivra naturellement la même variation.

Pratiquement, on sera amené à utiliser des valeurs de C_c comprises entre 2 000 et 5 000 picofarads. Dans ces conditions, la constance

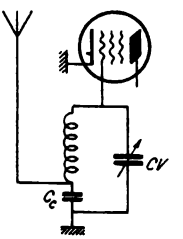


Fig. 166.

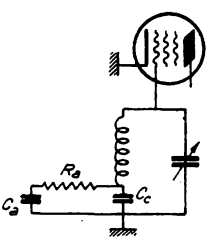


Fig. 167.

du couplage le long de la gamme est meilleure qu'avec un montage semblable à celui de la fig. 161 ou 162.

Le couplage est plus important pour l'extrémité supérieure de la gamme des longueurs d'ondes.

Le système a l'inconvénient de réduire la variation de capacité du condensateur variable. Prenons un exemple pratique :

$$CV = 450 \text{ pF ou } 0{,}45 \text{ nF}$$
$$C_c = 3\,000 \text{ pF ou } 3 \text{ nF}$$

Il est facile de calculer que la capacité résultante est de :

$$\frac{0{,}45 \times 3}{3{,}45 \times 1\,000} = \text{ ou environ } 0{,}40 \text{ nF soit } 400 \text{ pF}$$

D'autre part, si plusieurs circuits sont commandés simultanément, il faut introduire la même capacité dans chacun d'eux pour obtenir la même loi de variation en fonction de l'angle de rotation.

Enfin, le condensateur de couplage constitue une impédance considérable pour les tensions de basse fréquence. Celles-ci sont donc transmises directement à la grille d'entrée. C'est pour cette raison qu'on constate souvent que ces couplages apportent un ronflement de modulation à la fréquence du secteur. On peut éviter ce défaut en reliant l'antenne à la terre à l'aide d'une inductance assez élevée pour les courants de haute fréquence mais constituant un court-circuit pour les courants à fréquence

basse. Un bobinage de 5 000 à 15 000 microhenrys conviendra. Il est indispensable que sa capacité répartie soit aussi réduite que possible.

196. Couplage par induction mutuelle (Bourne). — Le schéma de principe est donné fig. 168. C'est le montage le plus utilisé à l'heure actuelle.

Le circuit d'antenne constitué par la bobine P et la capacité C_A n'est électriquement séparé du circuit de grille qu'en apparence seulement. En effet, pour qu'il n'y ait aucune réaction d'un circuit sur l'autre, il faudrait que le couplage soit très faible. Dans ces conditions, la trans-

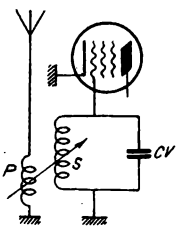


Fig. 168.

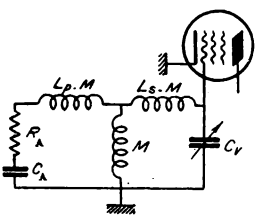


Fig. 169.

mission d'énergie se ferait avec un rendement inadmissible.

Le schéma équivalent est donné fig. 169. Il faut considérer qu'il y a deux circuits accordés.

a) Le secondaire comportant :

L_s-M et M accordé par CV

b) Le primaire comportant C_A, L_p-M et M dont la longueur d'onde est déterminée par la capacité d'antenne, aussi bien que par la grandeur de M et de L_p.

L'étude mathématique est assez délicate et serait, ici, sans intérêt particulier. Nous nous bornerons donc à en extraire les principaux résultats.

a) Quand la fréquence du secondaire est égale à celle du primaire et si le couplage M demeure serré, il y a un fonctionnement particulier. On observe une transmission d'énergie acceptable de part et d'autre de la fréquence de résonance, mais l'énergie transmise peut être faible pour la fréquence de résonance. Si les circuits sont de bonne qualité et si l'antenne est peu amortie, on observera que la sensibilité du récepteur est pratiquement nulle dans une bande très mince — de 15 à 30 kilohertz, par exemple.

C'est donc un cas particulier qu'il convient d'éviter.

La fréquence propre du circuit d'antenne peut être choisie plus grande ou plus petite que celle de l'accord.

b) On peut adopter la première solution. Il faut donc, si nous choisissons la gamme P. O. comme exemple, que la longueur d'onde propre du système antenne-terre soit inférieure à 200 m.

Dans ces conditions, on peut montrer que le système se comporte à peu près comme celui de la fig. 161. La sensibilité du récepteur est de plus en plus faible à mesure que la longueur d'onde augmente. La bobine d'antenne est fortement couplée avec la bobine secondaire et comporte un nombre de spires compris entre le 1/10 et le 1/4 des spires secondaires.

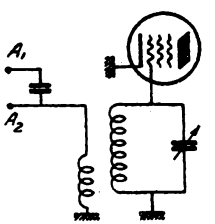


Fig. 170.

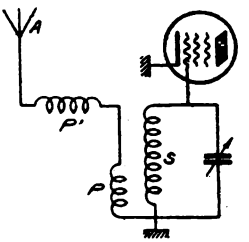


Fig. 171.

Avec certaines de ces valeurs et des antennes à grande capacité il pourrait arriver que la longueur d'onde propre du système antenne-terre fût placée dans la partie inférieure de la gamme des petites ondes. Pour éviter cet inconvénient, et, en même temps, pour réduire l'amortissement et le désaccord apportés par une antenne longue, on peut prévoir un condensateur de 50 à 150 picofarads placé en série. De nombreux récepteurs sont ainsi prévus avec deux broches de connexion pour le collecteur d'ondes; on utilisera l'une ou l'autre suivant que l'antenne sera plus ou moins grande (fig. 170).

c) On peut aussi prévoir un bobinage d'antenne dont le coefficient de self-induction, plus important que celui du secondaire, permet à la longueur d'onde propre du circuit d'antenne-terre d'être plus élevée que celle du secondaire. En d'autres termes, la résonance du primaire correspondra pour la gamme PO, à une bande de longueur d'onde de l'ordre de 600 à 1000 m. C'est le montage Bourne " *à haute inductance* " très employé sur les récepteurs modernes.

On peut obtenir ainsi, en général, une sensibilité plus constante le long de la gamme. Le maximum de sensibilité se trouve du côté des longueurs d'ondes les plus élevées, ce qui favorise la présélection en GO, sur les récepteurs avec une fréquence intermédiaire de 472 kHz.

Pratiquement, le montage est parfois réalisé en utilisant une petite bobine d'antenne très fortement couplée avec laquelle on place, en série, une autre bobine, non couplée avec le secondaire (fig. 171).

On peut aussi utiliser une bobine moins importante, shuntée par un

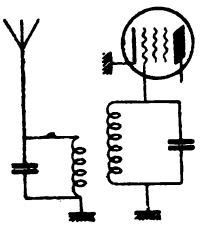


Fig. 172.

condensateur de l'ordre de 100 à 200 picofarads (fig. 172).

Dans tous ces montages, il faut toutefois éviter que la longueur d'onde du primaire ne vienne tomber dans une zone de réception normale. Des troubles considérables pourraient se produire, particulièrement dans le cas des récepteurs à changement de fréquence. Nous reviendrons d'ailleurs plus loin sur cette importante question.

197. Couplages mixtes. — Un montage comme celui de la fig. 161 favorisera les fréquences de la partie supérieure d'une gamme (zone 200 m

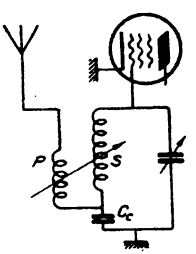


Fig. 173.

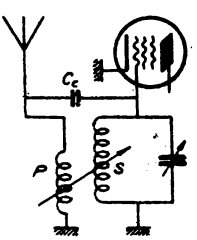


Fig. 174.

de la gamme P.O.). Un montage comme ceux des fig. 168, 171 ou 172 produira l'effet inverse, quand P sera important.

S'il est possible de combiner ces montages, doués de propriétés réciproques, on pourra espérer obtenir une uniformité de transmission beaucoup plus grande.

Il en est bien ainsi. Les montages fig. 173 et fig. 174 sont à couplage mixte. Dans le premier, un primaire peu important est accordé pour que la lon-

gueur d'onde propre soit au voisinage de la plus faible longueur d'onde à recevoir. Pour les longueurs d'ondes plus élevées le couplage est complété par le condensateur C_o.

Dans le second, le primaire est, au contraire, choisi de telle sorte que la longueur d'onde propre du système antenne-terre soit supérieure à la plus grande longueur d'onde. Le couplage, en bas de gamme, est complété par la liaison C_o.

Dans ces deux montages, il convient d'observer que les couplages magnétiques et statiques doivent *s'ajouter* et non se retrancher. Cette addition n'a lieu que si les tensions induites sont en phase.

Cette condition n'est réalisée que pour un certain sens d'enroulement des bobinages, l'un par rapport à l'autre.

Présélection

198. Généralités. — Nous avons montré que, dans un appareil à changement de fréquence, un réglage des oscillations locales correspondait à la réception de deux fréquences, séparées par le double de la fréquence de conversion. Ainsi, quand l'oscillateur est réglé sur 672 kHz (ou 440 m environ) un récepteur dont la moyenne fréquence est réglée sur 472 kHz (635 m) peut recevoir des stations transmettant sur 200 kHz (1 500 m) et sur 1 144 kHz (sur 262 m).

Quand l'appareil ne comporte pas de circuit de haute fréquence, la seule barrière contre les « fréquences images », élevée entre la grille du tube d'entrée et l'antenne, est donc le circuit d'accord.

La sélectivité de l'appareil qui lui permet de séparer deux fréquences voisines est généralement apportée par les circuits de l'amplificateur de fréquence intermédiaire (ou moyenne fréquence). Cette sélectivité particulière qui permet de supprimer pratiquement les fréquences indésirables *avant* l'entrée dans l'appareil est désignée par : *la présélection.*

Un simple circuit accordé, s'il était seul, serait, en général, suffisant pour éliminer deux fréquences aussi différentes que 200 et 672 kHz. Mais nous avons reconnu que le fonctionnement d'un circuit d'accord était beaucoup plus complexe qu'on ne serait tenté de croire. Il y a, le plus souvent, deux circuits oscillants assez fortement couplés. Il y a donc toujours la possibilité d'obtenir deux pointes de résonance. Si la seconde correspond à une bande de fréquences indésirables, on observera des brouillages par manque apparent de sélectivité, transmodulation, sifflements, etc...

199. Emploi d'un filtre de bande. — Ces dernières années, lorsque la fréquence intermédiaire était choisie entre 100 et 150 kHz, le besoin de présélection était spécialement indispensable pour la gamme des ondes moyennes. Les stations pouvant donner lieu à des troubles étaient sépa-

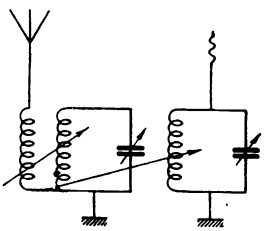


Fig. 175.

rées par 200 kHz. Si la fréquence était de 1 000 kHz, l'écart de fréquence était donc de 20 %. C'est relativement peu.

On avait recours, le plus souvent, à un circuit d'accord dit « *filtres de bande* » comportant deux circuits oscillants dont l'un était couplé avec l'antenne

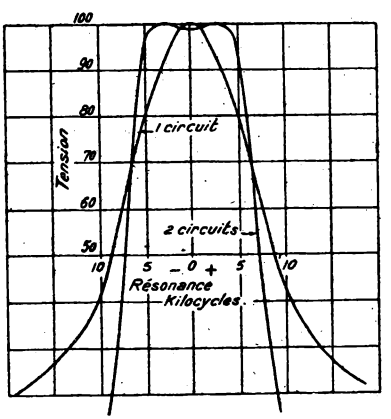


Fig. 176.

et l'autre avec la première grille (fig. 175). Contrairement à une opinion très répandue ces deux circuits ne donnent pas, en général, une sélectivité plus grande qu'un seul circuit, *du moins pour les faibles désaccords.*

Les circuits doivent être réglés au voisinage du couplage critique, c'est-à-dire qu'il y a une réaction nette d'un circuit sur l'autre. Il en résulte un élargissement de la bande passante, mais seulement au voisinage de la résonance... Les courbes de la fig. 176 illustrent parfaitement ce

résultat. Pour des désaccords inférieurs à 7 kilohertz la sélectivité du circuit unique est plus favorable. Par contre, il perd très rapidement tous ses avantages pour de grands désaccords.

D'ailleurs, le système a des inconvénients graves :

1° Quand le couplage critique est réalisé, la tension développée aux bornes du second circuit représente environ 50 % de la tension disponible aux bornes du premier circuit. On sacrifie donc une grande partie de la sensibilité du récepteur.

2° Le couplage n'est, en général, pas indépendant de la fréquence. Il faut donc avoir recours à des circuits spéciaux dont le réglage est souvent délicat.

3° L'ensemble est beaucoup plus compliqué et d'un prix de revient plus élevé.

Ces raisons expliquent l'abandon presque total des récepteurs utilisant des fréquences de conversion inférieures à 150 kHz.

Cette question sera reprise plus loin.

200. Cas des récepteurs à fréquence de conversion de 455 kHz. — Dans ces récepteurs, il est aisé de voir que la question de la présélection ne peut se poser que pour les gammes d'ondes courtes ou pour la gamme grandes ondes.

Pour les gammes d'ondes courtes on laisse le plus souvent la question de côté. L'expérience montre qu'il est rare d'observer un brouillage par manque de présélection, même quand le circuit d'entrée est extrêmement amorti.

Par contre, pour les grandes ondes, le problème doit recevoir une solution, sinon l'écoute des stations est fortement gênée. Dans cette gamme, on retrouve les stations locales qui transmettent sur « petites ondes ». Le soir, même avec un collecteur d'onde assez peu développé, on observe que l'audition des stations de la gamme grandes ondes est accompagnée de sifflements causés par des émetteurs « petites ondes » parfois très lointains.

Une excellente solution est donnée par un montage du type fig. 166 ou, encore, fig. 168 ou 171, avec circuit primaire tel que la résonance du système antenne-terre ait lieu sur une longueur d'onde supérieure à 2 000 mètres (Bourne à haute inductance).

Le montage à couplage statique fig. 161 doit être formellement déconseillé.

On peut aussi, avec les autres systèmes, adjoindre au système antenne-terre un véritable filtre passe-haut constitué par une inductance associée

à deux capacités (fig. 177). Lorsqu'il est bien utilisé, ce système donne non seulement la suppression des sifflements d'interférence par défaut

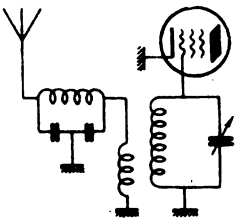


Fig. 177.

de présélection mais encore améliore la réception des stations grandes ondes en accordant l'ensemble du circuit antenne-terre sur une bande de fréquences favorable.

201. Élimination d'une fréquence gênante. — Il est souvent utile de pouvoir atténuer une mince bande de fréquences, par exemple, celle qui correspond à la fréquence de conversion. Si un émetteur transmet sur 455 kc/s et que l'amplificateur soit réglé précisément sur cette fréquence on pourra observer une interférence qui se manifestera pour tous

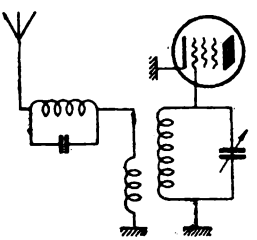


Fig. 178.

les réglages. Les tensions indésirables sont transmises à la grille de commande du tube changeur de fréquence et celui-ci fonctionne alors comme un simple tube amplificateur.

Il faut donc éviter que les tensions perturbatrices puissent arriver jusqu'à la première grille de commande. On arrive à ce résultat en disposant dans l'antenne un circuit « bouchon » accordé sur la fréquence indésirable (fig. 178).

Cette disposition peut être adoptée pour l'élimination d'une station locale. Toutefois, il est évident qu'on doit pouvoir la mettre hors circuit pour la réception de cette station.

Transformateurs de haute fréquence

202. Généralités. — Le système le plus utilisé aujourd'hui est le transformateur avec primaire apériodique et secondaire accordé (fig. 179). Le schéma équivalent est donné sur fig. 179 *bis*.

On utilise exclusivement aujourd'hui des tubes à grande résistance interne (de 0,5 à 1 ou 2 mégohms), si bien qu'on peut, sans grande erreur, admettre que le primaire est simplement fermé sur la capacité plaque-cathode du tube amplificateur. Cette dernière est de l'ordre de 5 à 10 picofarads dans les tubes modernes. Elle demeure donc très petite.

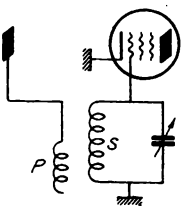


Fig. 179.

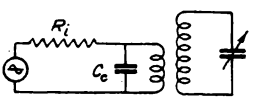


Fig. 179 *bis*.

Le transformateur est généralement réalisé pour donner une amplification aussi uniforme que possible dans une bande déterminée. Il faut, pour obtenir ce résultat, que la longueur d'onde propre du primaire soit très différente de celle du secondaire et que le couplage entre les deux enroulements soit aussi serré que possible.

Remarquons qu'il est impossible d'obtenir une amplification uniforme, même avec le système qui consisterait à contrôler directement le circuit accordé dans l'anode du tube. L'impédance d'utilisation est $\frac{L}{RC}$. L est ici constant tout le long de la gamme, mais C augmente. Par contre R diminue légèrement. L'expérience montre que la résultante diminue dans des proportions importantes.

Ainsi, nous avons mesuré l'impédance d'un circuit oscillant utilisant un noyau magnétique. L'inductance était de 180 microhenrys. Au zéro du condensateur variable (1 520 kHz) l'impédance est de 215 000 ohms. A 1 000 kilohertz, elle est de 195 000 ohms, et au maximum du condensateur variable (540 kHz) elle n'est que de 50 000 ohms. L'amplification obtenue varie évidemment dans le même rapport.

La variation est encore plus grande avec le couplage fig. 179. Pour la réduire, et même la supprimer, on pourrait faire appel aux dispositions décrites pour les couplages d'antenne. Pratiquement on se contente

cependant du montage le plus simple, parce que l'étage d'amplification de haute fréquence est, le plus souvent, prévu pour apporter plutôt une sélectivité supplémentaire qu'une plus grande sensibilité.

Le circuit accordé sera réalisé comme pour un circuit d'accord. Quant au primaire, il sera disposé du côté opposé à la grille et bobiné de manière à être extrêmement compact; il sera fortement couplé avec les spires de base du circuit oscillant. Le gain obtenu augmente à peu près comme le nombre de spires du primaire. Mais, en même temps, l'écart entre le haut et le bas de gamme devient plus grand parce que la longueur d'onde propre du primaire se rapproche de la longueur d'onde inférieure du secondaire.

Toutefois, si la longueur d'onde propre est trop voisine d'une longueur d'onde de fonctionnement, des anomalies se produisent. On est, évidemment, en présence de deux circuits oscillants fortement couplés et les phénomènes qui peuvent se manifester ont été étudiés plus haut.

202 bis. Réalisation. Rapport de transformation. — Pratiquement, on adoptera un couplage très serré entre les deux enroulements. Ils seront, par exemple, bobinés sur le même noyau magnétique. Le rapport de transformation pourra varier entre 10/1 et 2/1, suivant qu'on désirera obtenir une sélectivité ou une sensibilité plus grande.

Signalons qu'en général l'amortissement du circuit est très faible puisque le tube penthode correspond à une résistance parallèle de l'ordre du mégohm. Encore, cette résistance effective du tube doit-elle être multipliée par le rapport de transformation. Il résulte de cela que la sélectivité apportée par un simple étage peut être assez considérable pour introduire une atténuation appréciable des bandes latérales.

L'examen de la fig. 176 nous renseigne à ce sujet. Pour les raisons indiquées plus haut on peut négliger l'amortissement produit par le tube. On voit donc qu'un écart de fréquence de 5 kilocycles/s correspond, pour un seul circuit, à un écart de tension de 0,8 ou 2 décibels environ.

Il faut noter que si le même circuit était utilisé pour l'accord d'antenne la sélectivité serait très nettement moins grande parce que l'amortissement causé par le collecteur d'onde n'est pas négligeable.

203. Collecteur d'onde sur ferrite. — Dans de nombreux récepteurs modernes le collecteur d'onde pour les ondes moyennes, est constitué par un bâtonnet de ferrite qui porte, à chacune de ses extrémités, les bobinages correspondant aux gammes *Petites Ondes* et *Grandes Ondes*.

Il s'agit, bien entendu, d'un collecteur d'onde du type « magnétique », c'est-à-dire d'un cadre sensible à la composante électromagnétique du

champ de rayonnement. Le faible volume du collecteur d'onde permet d'éviter à peu près complètement l'effet « antenne ». Ainsi le cadre peut fonctionner sans compensation. On obtient ainsi une excellente protection contre les parasites d'origine industrielle. D'autre part, la grande perméabilité du matériau employé permet une concentration considérable des lignes de force de champ et l'énergie captée est relativement grande (fig. 180).

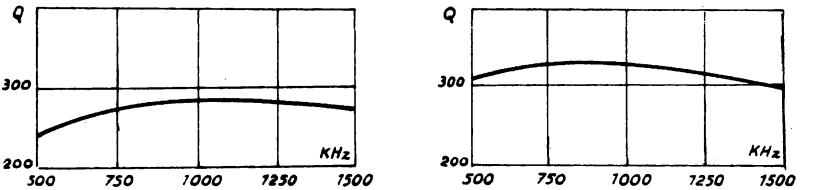


Fig. 180. - Coefficient de qualité Q obtenu entre 500 et 1 500 kHz (gamme PO) pour une bobine de 198 microhenrys réalisée sur un bâtonnet en ferrite Ferrinox (COFELEC), pour circuit d'entrée-cadre de récepteur de radiodiffusion. La bobine comportait 54 spires de fil divisé à 20 brins de 5 100, longueur de l'enroulement : 20 mm, distant de l'extrémité du bâtonnet de 7,5 mm. Le bâtonnet Ferrinox a un diamètre de 10 mm et une longueur de 140 mm.

A droite, résultats obtenus avec la même bobine, placée sur un bâtonnet plus long : 200 mm, la bobine étant à 8 mm de l'extrémité.

L'efficacité du cadre est proportionnelle au produit de son coefficient de qualité Q par sa hauteur effective. Pour un circuit d'entrée sur bâtonnet ferrite, la hauteur effective est :

$$h = \frac{d^2\, n\, F}{6 \cdot 10^5} \cdot \mu_{eff}$$

d diamètre du bâtonnet en cm,

n nombre de spires de la bobine,

F fréquence d'accord en mégahertz,

μ_{eff} perméabilité effective (200 environ en pratique).

Dans les récepteurs du modèle « fixes » on prévoit généralement une commande permettant l'orientation du bâtonnet dans la direction de l'émetteur. On peut ainsi éventuellement obtenir une diminution des brouillages causés par des stations transmettant sur des longueurs d'ondes voisines. On oriente alors le collecteur d'onde dans la direction qui annule la réception de la station perturbatrice.

Dans les récepteurs « portatifs » le bâtonnet n'est pas mobile. C'est alors le récepteur lui-même qu'il faut orienter.

Transformateurs de moyenne fréquence

204. Généralités. — A l'heure actuelle il semble bien que, dans tous les pays, les techniciens aient adopté une fréquence de conversion de

l'ordre de 460 kHz. Nous en donnerons les raisons plus loin. C'est donc ce cas particulier que nous traiterons plus spécialement. Les résultats pourront, d'ailleurs, être étendus sans difficulté à d'autres bandes de fréquences, en tenant compte des indications que nous donnerons dans un paragraphe qu'on trouvera plus loin.

Il s'agit donc, en principe, d'une fréquence de même ordre de grandeur que la fréquence de réception. *Toutefois, la différence avec l'amplification à haute fréquence est très grande, parce qu'il s'agit, ici, d'amplifier une fréquence fixe, ou plus exactement, une bande de fréquences très mince,* comportant tout simplement la fréquence porteuse et les deux bandes de modulation.

205. Schéma classique : filtre de bande. — C'est pour cette raison que le schéma presque universellement adopté est celui de l'amplificateur à primaire et secondaire accordés. Le couplage est réglé au voisinage de sa valeur critique.

Quand on voudra réaliser un appareil très sélectif, le couplage sera *très légèrement* inférieur au couplage critique. Il faut souligner qu'il n'y

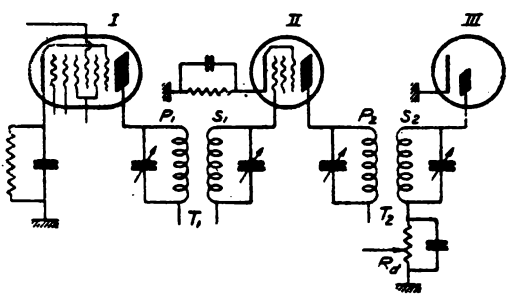


Fig. 181.

a pas intérêt à diminuer le couplage beaucoup au-dessous de sa valeur critique, parce que le gain de sélectivité ainsi obtenu est pratiquement négligeable, alors que la perte de sensibilité est considérable.

Pour réaliser un appareil à haute fidélité musicale on réglera, au contraire, le couplage *légèrement* au delà de sa valeur critique. Là encore, il n'y a aucun intérêt à exagérer ce couplage. On ferait apparaître deux pointes de résonance séparées par un creux. Il pourrait donc en résulter une exagération des fréquences élevées par rapport aux fréquences basses et une diminution inadmissible de la sélectivité.

La détermination du couplage optimum doit être faite avec une grande précision.

Un amplificateur comporte, en général, deux transformateurs de haute fréquence (fig. 181). Le premier T_1 assure la liaison entre le tube changeur de fréquence et le tube amplificateur. Le second T_2 transmet au détecteur, généralement un tube diode, les tensions amplifiées. Dans certains appareils simplifiés, T_2 est remplacé par un simple circuit oscillant.

Nous avons montré, dans le cours de cet ouvrage, que la valeur du coefficient de couplage ne dépendait pas seulement du coefficient d'induction mutuelle des bobinages — mais encore de leur coefficient d'amortissement. Il importe donc de considérer non pas les bobinages seuls, mais l'ensemble qu'ils constituent avec les tubes.

L'amortissement du transformateur T_1 est relativement faible puisque la résistance effective du tube changeur de fréquence est très élevée. Elle dépasse couramment 1 mégohm. L'impédance d'entrée du tube amplificateur est pratiquement infinie.

Mais il en est tout autrement pour le transformateur T_2. L'enroulement secondaire est fortement amorti par le tube diode. Nous avons étudié le mécanisme et la grandeur de cet amortissement. La résistance parallèle équivalente est d'autant plus faible que les tensions transmises sont elles-mêmes plus faibles. Toutefois, on admettra, en général, que l'amplitude des tensions soumises au détecteur est assez forte pour donner lieu à une détection strictement linéaire.

Dans ce cas on peut admettre que la résistance d'amortissement est

de $\frac{Rd}{2}$.

Elle est donc pratiquement de l'ordre de 250 000 ohms, c'est-à-dire du même ordre de grandeur que l'impédance du circuit à la résonance. C'est donc, en définitive, un amortissement relativement important.

Il résulte de cette remarque que le couplage critique du transformateur T_2 correspond à un couplage plus serré que pour le transformateur T_1.

Nous avons étudié plus haut les moyens de diminuer cet amortissement : en général on prévoit une prise médiane sur le secondaire du transformateur T_2.

Parfois, le régulateur automatique de sensibilité, qui est un tube diode, est couplé directement avec P_2 par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 ou 200 pF. C'est encore une cause d'amortissement supplémentaire dont il faut tenir compte dans la détermination du couplage.

Pour réduire l'amortissement, il est intéressant de prévoir sur S_2 une prise médiane, destinée à l'alimentation du diode. Le gain de sélectivité

est important. La sensibilité est à peine diminuée, grâce à la réduction d'amortissement.

On peut profiter de ce dispositif pour réduire la résistance de charge du diode, ce qui améliore considérablement la détection des émissions à forte profondeur de modulation.

206. Couplages complexes. — Dans l'établissement de transformateurs de moyenne fréquence, la détermination du couplage est, ainsi que nous venons de le voir, une opération délicate. Celui-ci doit être d'autant plus faible que les circuits sont de meilleure qualité.

En général, il sera plus commode de placer les bobinages dans une position relative telle qu'un déplacement ne corresponde qu'à une faible variation de couplage. C'est pour cette raison que, dans une certaine réalisation, on place les deux enroulements à une distance relativement grande et de telle sorte que leurs axes soient perpendiculaires.

Dans la mise au point d'un transformateur, on observe parfois des résultats étonnants : par exemple le couplage diminue quand on rapproche les bobinages.

Il n'y a là rien de mystérieux. Le couplage effectif est la résultante du couplage ohmique (par les retours sur le châssis), du couplage statique (entre les deux enroulements) et du couplage magnétique. Le couplage magnétique peut s'ajouter ou se retrancher aux deux autres, suivant le sens de branchement. Dans ces conditions on conçoit qu'une *augmentation* de couplage magnétique, en valeur absolue, puisse correspondre à une *diminution* du couplage résultant.

207. Avantages des circuits à faibles pertes. — Dans l'établissement des transformateurs de moyenne fréquence on doit rechercher :

a) une sensibilité aussi grande que possible;

b) une courbe de transmission se rapprochant autant que possible de la forme rectangulaire. Le coefficient de transmission doit être constant dans une bande de 4,5 kHz de part et d'autre de la fréquence porteuse et doit s'atténuer aussi rapidement que possible pour un écart supérieur à 4,5 kHz.

Le seul moyen simple dont on dispose pour remplir ces conditions est l'emploi de circuits à facteur de surtension aussi élevé que possible, avec un couplage assez serré pour faire naître l'effet « filtre de bande ».

L'emploi de circuits plus amortis, avec couplage plus faible, ne donnerait pas le même résultat. L'examen de la fig. 182-1 renseigne exactement à ce sujet. On a relevé la courbe de sélectivité pour deux amplificateurs

montés avec les mêmes tubes, utilisant le même schéma, mais dont l'un est équipé avec d'excellents transformateurs à noyau magnétique. Le coefficient de surtension de chaque enroulement, pris séparément, était de l'ordre de 400 à la fréquence de 470 kHz (courbe I). Le couplage était

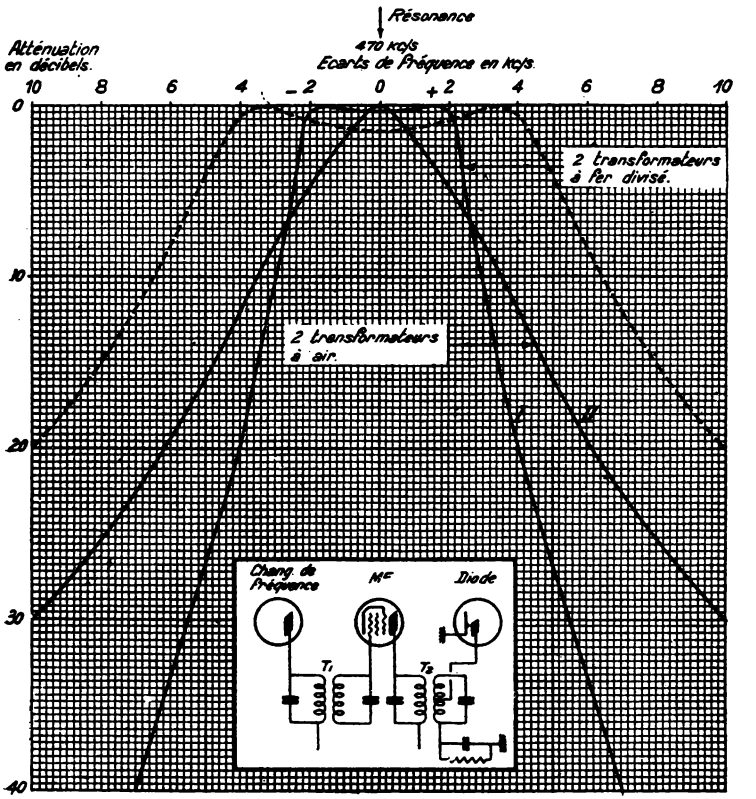


Fig. 182-1.

très légèrement plus grand que la valeur critique. L'atténuation zéro correspond à une largeur de bande de 4 kilohertz. L'allure rectangulaire de la courbe est tout à fait nette.

L'autre amplificateur utilisait des transformateurs à air réglés avec un couplage plus faible que le couplage critique. Le « gain » était de 50 % inférieur. Les courbes ont été ramenées au même niveau zéro décibel pour faciliter les comparaisons. La courbe est nettement moins favorable.

La fidélité de reproduction serait bonne, mais la sélectivité serait tout à fait insuffisante pour les conditions normales de réception. Nous avons tracé en pointillé la courbe correspondante aux mêmes transformateurs réglés avec un coefficient de couplage comparable aux transformateurs de la première courbe.
L'emploi de noyaux de ferrites permet la réalisation de transformateurs miniature.

207 bis. Transformateurs de moyenne fréquence à noyaux de ferrite. — Les étages d'amplification sur la fréquence intermédiaire des récepteurs super-hétérodynes sont équipés le plus souvent de tubes miniatures, ou de transistors, ce qui a conduit à rechercher leur « miniaturisation ».

L'emploi des noyaux en ferrite a permis d'obtenir des dimensions très réduites. C'est ainsi qu'un transformateur F.I. accordé sur 455 kHz pour récepteur de radiodiffusion, destiné à être utilisé entre un tube changeur de fréquence ECH 81 et un tube amplificateur F.I. du type EBF 80 peut être réalisé dans le format donné figure 182-2 (réalisation Transco).

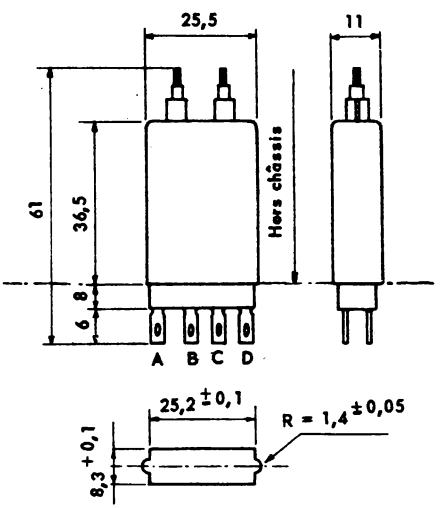


Fig. 182-2.

La figure 182-3 montre la disposition interne.

Les bobinages sont placés parallèlement et comportent chacun dans leur axe un tube isolant qui sort du transformateur. Ces tubes contiennent chacun une vis en ferrite qui se déplace longitudinalement. Deux conden-

sateurs fixes type céramique de 200 pF environ accordent chacun des enroulements.

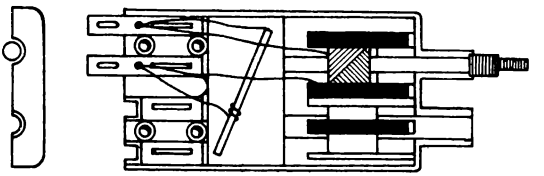


Fig. 182-3.

Le boîtier en bakélite est formé de deux demi-coquilles.

Voici un exemple de caractéristiques : fréquence nominale d'accord : 455 kHz.

Coefficient de qualité à cette fréquence : $Q > 135$.

Coefficient de couplage pour le transformateur F.I. d'entrée (avant le tube EBF 80) : $k = 0{,}008$, les deux enroulements ayant même valeur de self-induction L.

Coefficient de couplage pour le transformateur F.I. de sortie (entre le tube EBF 80 et les diodes de détection) : $k = 0{,}013$.

La figure 182-4 donne les courbes de sélectivité que le fabricant a obtenues avec ces deux transformateurs, d'une part isolément, d'autre part pour l'ensemble, avec les tubes que nous avons cités.

207 ter. Transformateurs de moyenne fréquence (F. I.) pour récepteurs à modulation de fréquence. — La valeur normalisée internationalement pour la fréquence de conversion des récepteurs à modulation de fréquence est de 10,7 mégahertz. Il serait inutile et même gênant d'adopter une fréquence de fonctionnement plus basse car la bande passante (calculée pour une atténuation de — 3 décibels) doit être de l'ordre de 185 à 210 kilohertz. Si l'on employait une fréquence plus basse, il faudrait donc amortir les circuits par un moyen quelconque..., c'est-à-dire introduire volontairement des pertes. On peut d'ailleurs démontrer que pour un étage d'amplification le produit du gain par la bande passante normalisée est une constante.

$$GB = \frac{s}{2\pi C_t}$$

s étant la pente du tube utilisé et C_t la somme des capacités placées aux bornes de l'inductance de charge du circuit.

En pratique, on obtiendra la bande passante nécessaire en agissant sur

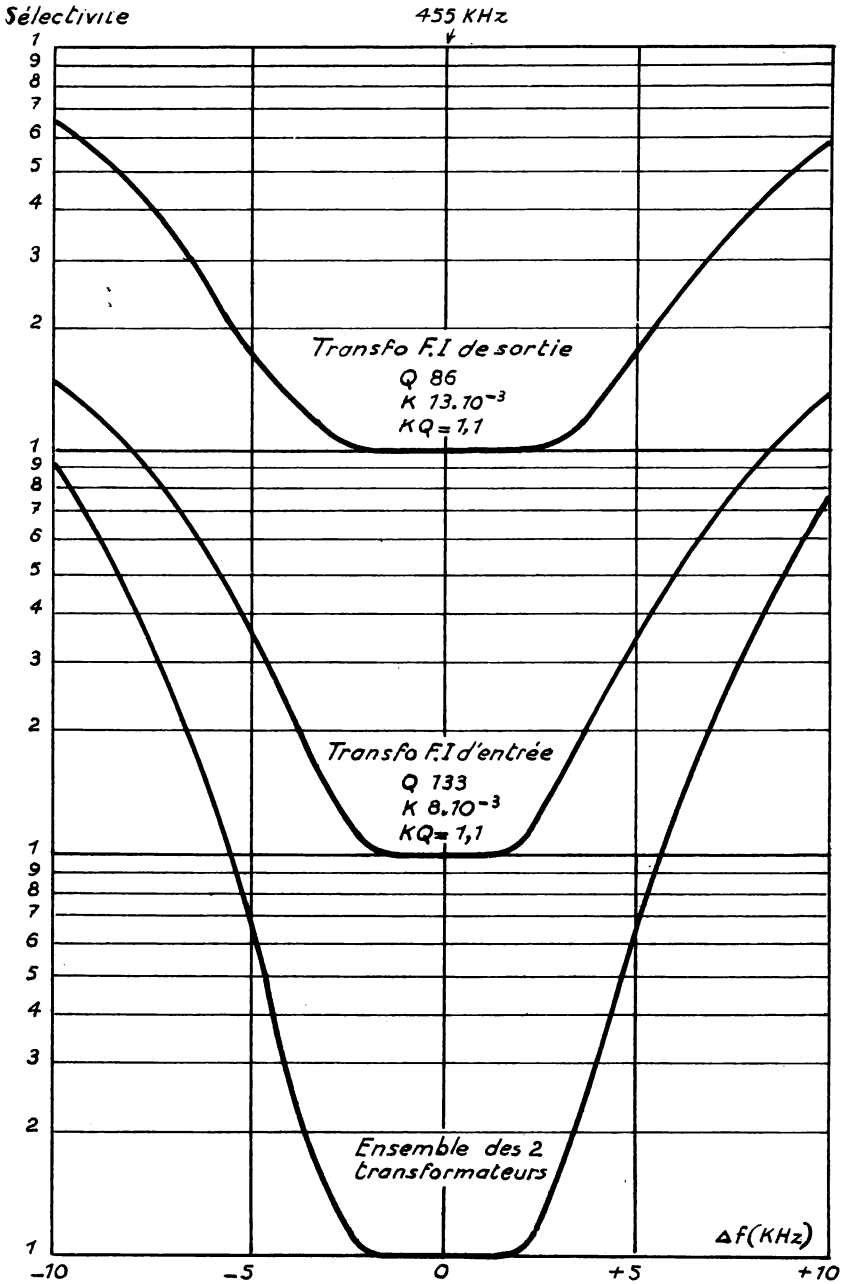

Sélectivité
455 KHz
Transfo F.I de sortie
Q 86
K 13.10⁻³
KQ = 1,1
Transfo F.I d'entrée
Q 133
K 8.10⁻³
KQ = 1,1
Ensemble des 2 transformateurs
Δf(KHz)
-10
-5
0
+5
+10

Fig. 182-4.

l'amortissement et sur le couplage entre les deux enroulements du transformateur.

Ceux-ci sont généralement accordés au moyen d'une capacité fixe et le réglage correct est obtenu par variation d'inductance de l'enroulement au moyen d'un noyau magnétique.

On peut éventuellement réaliser dans le même blindage, des transformateurs, comportant les éléments d'accord sur 455 kilohertz et sur 10,7 mégahertz.

On passe d'une fréquence à l'autre par commutation ou par montage équilibré (fig. 182-3).

208. Condensateurs d'accord. — L'accord des circuits qui composent chaque transformateur doit être d'autant plus précis que la qualité des circuits est plus grande. On a longtemps utilisé des condensateurs ajustables mais ces derniers ont un grave inconvénient : ils se dérèglent. En d'autres termes, la valeur qu'on leur a donnée au moment du réglage n'est pas parfaitement stable. Elle peut se modifier sous l'influence de différents facteurs.

On peut réduire l'importance de ce déréglage en réalisant l'accord non pas avec un seul condensateur ajustable, mais par l'association d'un condensateur fixe dont la valeur a été déterminée pour correspondre à une fréquence de résonance légèrement plus grande que celle qu'on désire, avec un condensateur ajustable de très faible valeur.

On peut aussi utiliser des condensateurs constitués par des lames de mica argenté ou cuivré. On ajuste la capacité en grattant le dépôt de métal. Ce procédé ne permet évidemment que de *diminuer* la capacité. Pour l'utiliser, il convient donc de prendre certaines précautions.

La solution la meilleure, universellement adoptée aujourd'hui est d'accorder le circuit par un condensateur fixe et de modifier la fréquence de résonance en agissant sur le coefficient de self-induction des enroulements

Ce procédé est d'une réalisation relativement facile quand on utilise des bobinages à noyau magnétique (fer divisé ou ferrite).

La valeur de capacité dépend naturellement de la grandeur du coefficient d'induction adoptée pour l'enroulement. Une grande valeur de L et, par conséquent, une plus faible valeur de C, donneront une grande impédance d'utilisation et, par conséquent, un gain élevé.

Dans l'hypothèse inverse on obtiendrait un gain plus faible mais, par contre, une plus grande sélectivité.

Dans les conditions normales la valeur de capacité correspondant à l'accord sur 455 kHz est généralement comprise entre 100 et 200 pF.

209. Construction. — On utilise aujourd'hui des bobinages en fil divisé sur noyaux magnétiques à base de fer divisé ou sur noyaux en ferrite. La tendance actuelle est de renoncer aux noyaux en pot fermé, plus coûteux et donnant des coefficients de surtension trop élevés pour l'emploi courant. On utilise, soit de simples noyaux droits, soit des noyaux non fermés dont une partie peut être déplacée par rapport au bobinage, ce qui permet d'ajuster le coefficient de self-induction.

L'assemblage doit répondre à certaines exigences dont on a trouvé la justification dans les précédents chapitres :

a) Aucune masse métallique importante ne doit être placée à proximité des enroulements ou dans les endroits où le champ magnétique est relativement grand.

On doit rigoureusement proscrire toute fixation par tige filetée en métal. On utilisera soit des tiges filetées en isolant à faible perte (polystyrène) soit d'autres modes d'assemblage. On a souvent recours à des plaquettes de bakélite spéciale, découpées de manière à maintenir les enroulements dans une position déterminée d'avance.

b) Cette position doit être stable. Un écart d'une fraction de millimètre peut être suffisante pour provoquer une appréciable variation du coefficient de couplage.

c) Le blindage, assez épais, sera constitué en un métal très bon conducteur (cuivre rouge, aluminium). Ses dimensions seront suffisantes pour que les pertes ne soient pas excessives. On notera que la présence du blindage réduit toujours le coefficient de self-induction d'une manière appréciable. Cet effet est d'autant plus important que le blindage est plus petit.

La position des bobinages dans le blindage doit être étudiée pour réduire cette action.

Cependant la grande concentration du champ magnétique par les ferrites a permis de réduire beaucoup les dimensions des blindages (exemple $50 \times 35 \times 12$ mm au lieu de $75 \times 40 \times 40$ pour un transformateur moyenne fréquence 455 kHz).

210. Sélectivité variable. — Nous avons étudié précédemment l'effet d'une augmentation de couplage sur la forme de la courbe de transmission d'un transformateur. On peut mettre ces résultats à profit pour faire varier la sélectivité d'un amplificateur. On peut ainsi réaliser un récepteur dont la bande passante soit large ou étroite, au gré de l'auditeur.

a) Cette variation de couplage peut se faire de différentes manières. Un procédé qui paraît théoriquement simple consiste à rapprocher les deux enroulements. Toutefois, la réalisation pratique soulève assez sou-

vent des difficultés importantes. D'autre part, en même temps que s'accroît le couplage électromagnétique, une variation de couplage statique peut se produire, apportant un désaccord des circuits. La courbe de transmission cesse alors d'être symétrique. Toutefois, en prenant certaines précautions pour éviter les couplages parasites, on peut éviter cet inconvénient.

L'amplificateur doit être prévu de telle sorte que le couplage du second transformateur (T_2 sur la fig. 181) soit toujours plus serré que celui de T_1. Nous avons, en effet, souligné que l'amortissement de T_1 est toujours plus faible. Il en résulte qu'une légère augmentation du couplage au delà de la valeur critique se traduit immédiatement par l'apparition de deux pointes ou résonances séparées par un creux important. Cet effet indésirable est beaucoup moins prononcé sur T_2 par suite de l'amortissement produit par le détecteur diode.

Ce procédé est utilisé dans les récepteurs de grande classe.

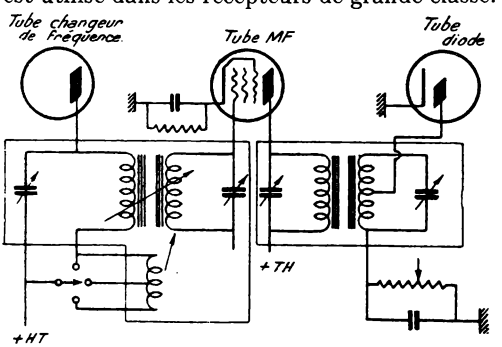


Fig. 183.

b) On a cherché aussi à coupler les deux enroulements non plus magnétiquement, mais à l'aide d'un condensateur variable de très faible valeur. On est alors amené à blinder les deux enroulements l'un par rapport à l'autre, ce qui est une évidente complication.

De plus, la variation de couplage entraîne un désaccord qu'il est indispensable de compenser par une variation correspondante et symétrique de la capacité d'accord. La réalisation mécanique devient très délicate.

c) L'avantage principal des systèmes précédents est de procurer une variation de couplage et, par conséquent, de sélectivité, absolument continue.

On peut aussi utiliser des procédés plus simples mais qui donnent une variation de couplage par « bonds ». On aura, par exemple, deux ou trois valeurs de sélectivité et l'on passera de l'une à l'autre par l'action d'un commutateur. Nous donnons un exemple d'une telle combinaison fig. 183.

Dans les positions inférieures du commutateur, on introduit, dans le

circuit de plaque du tube changeur de fréquence, quelques spires de couplage directement bobinées sur le second circuit. Dans la position « sélectivité maximum » ces spires sont supprimées. Ce transformateur est placé entre le tube changeur de fréquence et le tube amplificateur. Le désaccord introduit par les spires de couplage est négligeable parce qu'il s'agit d'une inductance très faible. En fait, ce désaccord est, dans les réalisations correctes, inférieur à 0,2 %.

211. Note importante sur le réglage des transformateurs MF. — Le couplage des circuits est supérieur au couplage critique quand la variation de fréquence d'un des circuits provoque une réaction très appréciable de la fréquence de résonance de l'autre circuit. *Il en résulte cette observation essentielle qu'il est impossible d'accorder un amplificateur comme celui de la figure* 181 *en introduisant une tension haute fréquence à l'entrée, et en cherchant à recueillir une tension maximum aux bornes du circuit de sortie.* La courbe de l'amplificateur, ainsi réglé, serait, à coup sûr, fortement dissymétrique. On peut utiliser l'alignement par oscillographie qui permet d'éviter la dissymétrie. On peut toutefois faire ce réglage sans oscillographe.

Le moyen le plus simple est de désaccorder très fortement un des circuits pour accorder l'autre. La manœuvre sera, par conséquent, la suivante :

Soit à accorder le transformateur T_2 (fig. 181). Le générateur de haute fréquence, réglé sur la fréquence choisie sera couplé avec la grille du tube II. Un condensateur fixe, de l'ordre de 100 pF, sera branché aux bornes de P_2 — ce qui peut se faire à l'extérieur du blindage. On accordera l'enroulement S_2 à la résonance. Ce résultat étant obtenu, on connectera le même condensateur fixe aux bornes de S_2, puis on accordera P_2.

On procédera exactement de la même manière pour le transformateur T_1.

En opérant ainsi, on peut être assuré que les quatre circuits sont rigoureusement accordés sur la fréquence choisie.

S'il s'agit d'un amplificateur à sélectivité variable, on peut procéder plus simplement en plaçant le récepteur dans la position de sélectivité maximum. En effet, cette position correspond normalement à un couplage inférieur au couplage critique.

212. Amplificateurs sur 100 à 140 kHz. — Tout ce que nous venons d'indiquer demeure valable pour des fréquences inférieures. Toutefois il est évidemment beaucoup plus facile de réaliser des transformateurs donnant une impédance très élevée à la résonance. Il est alors inutile d'utiliser du fil divisé et des noyaux magnétiques.

La détermination du couplage optimum demeure extrêmement délicate. L'emploi d'un couplage faible conduirait à une bande passante beaucoup trop étroite pour assurer une bonne reproduction des fréquences aiguës.

La grosse difficulté réside dans la réalisation des circuits d'entrée. Il faut, en effet, éliminer la fréquence image dont l'écart en fréquence est relativement peu important. C'est pour cette raison que les récepteurs modernes utilisent presque exclusivement des fréquences de conversion de l'ordre de 455 kHz.

213. Bobines d'arrêt. — On nomme *bobine d'arrêt*, ou, plus incorrectement : bobine de choc, un enroulement destiné à constituer une impédance aussi élevée que possible pour une large bande de fréquences.

Ces éléments peuvent avoir des applications très variées que nous ne pouvons passer toutes en revue.

On disposera des bobines d'arrêt dans les connexions d'alimentation d'un émetteur d'ondes courtes pour éviter, par exemple, la propagation des courants de haute fréquence.

On pourra utiliser le même procédé pour empêcher les perturbations industrielles de se propager le long des fils du secteur.

La réalisation varie, naturellement, avec la grandeur de la fréquence qu'il s'agit d'arrêter.

En règle générale, on cherchera à réaliser un bobinage présentant un coefficient de self-induction aussi grand que possible avec une capacité répartie aussi réduite que possible.

Pour les hautes fréquences normales (inférieures à 1 500 kHz) on emploiera des bobines divisées constituées, par exemple, par des enroulements en nid d'abeilles montés en série et écartés les uns des autres.

Pour les fréquences supérieures, on utilisera des solénoïdes de faible diamètre, bobinés à spires jointives.

Bobines pour circuits oscillateurs.

214. Généralités. — Dans tout récepteur à changement de fréquence, il est nécessaire de produire des oscillations locales destinées à la modulation du tube changeur de fréquence.

Les bobinages qui permettent l'entretien de ces oscillations sont dits : *bobinages-oscillateurs*, ou *oscillatrices*.

Quel que soit le montage utilisé, les oscillations sont toujours obtenues de la manière suivante :

Le tube oscillateur est monté de telle sorte qu'il agisse comme une résistance négative. Des oscillations se produisent lorsque la valeur absolue de la résistance négative est supérieure à la résistance positive du circuit, à la fréquence considérée. On conçoit, pour cette raison, que la « qualité » des bobinages oscillateurs n'ait point une importance aussi grande que la « qualité » d'un circuit d'accord, par exemple. Toutefois, l'emploi d'un bobinage à grande résistance effective peut entraîner des inconvénients que nous signalerons plus loin.

Le problème de l'établissement d'une oscillatrice demeure sensiblement le même, quel que soit le tube utilisé. En effet, sauf cas spéciaux, l'entretien des oscillations est toujours obtenu par un groupe d'électrodes se comportant comme un tube triode. Nous nous bornerons donc à traiter ce cas général, les résultats seront applicables à tous les modèles usuels de tubes changeurs de fréquence.

Qualités d'une oscillatrice.

215. I. Constance d'amplitude des oscillations. — La pente de conversion [1], c'est-à-dire la sensibilité d'un tube changeur de fréquence varie d'une manière parfois importante avec l'amplitude des oscillations produites.

Il y a donc une amplitude optimum. Une amplitude plus faible, ou plus grande, conduit à une diminution de sensibilité ainsi qu'à une exagération du bruit de fond, harmoniques, sifflements, etc...

Il faut donc que l'oscillatrice soit réglée pour donner précisément cette tension la plus favorable. Mais on constatera que l'amplitude varie avec la fréquence. En général, elle augmente en même temps que la fréquence. Cette variation d'amplitude dépend de plusieurs facteurs, dont le plus important, pour un tube donné, est la résistance effective de l'oscillatrice et la manière dont elle est réalisée. Le mode de couplage joue un rôle important.

Il faudra régler l'oscillatrice de sorte que l'amplitude moyenne corresponde aux meilleures conditions de fonctionnement.

Schéma classique. — Le schéma le plus généralement employé est celui de la figure 184. La fréquence des oscillations est réglée par le condensateur C.V. Les condensateurs ajustables C_t et C_p sont des condensateurs d'alignement. L'entretien des oscillations est obtenu par le couplage

1. Voir tome II, paragraphe n° 323.

L_g/L_a. Notons en passant qu'il est facile de contrôler l'amplitude des oscillations en insérant simplement un milliampèremètre à cadre en série avec la résistance R_g. Il y a auto-redressement des oscillations produites et l'intensité du courant de grille est très sensiblement proportionnelle à l'amplitude.

Si l'intensité de ce courant est I_g on peut, sans grande erreur, prendre comme mesure de la tension entretenue :

$$I_g \times R_g.$$

Pour augmenter l'amplitude, nous pouvons disposer des moyens suivants :

a) augmenter le nombre de spires de L_a ;

b) rapprocher L_a de L_g ;

c) augmenter la tension anodique effective — en diminuant R_p, par exemple.

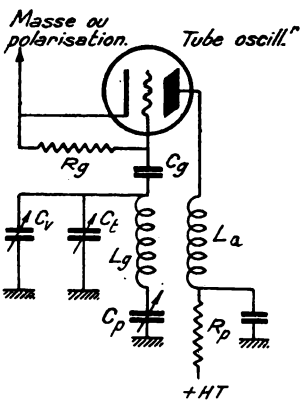


Fig. 184.

En agissant sur tous ces facteurs, et en choisissant la forme du bobinage on peut obtenir une amplitude d'oscillations presque constante le long de la gamme.

On aura par exemple :

$I_g = 320$ µA à 1 500 kHz
$= 310$ » 1 000 »
$= 290$ » 550 »

La résistance R_g étant de 50 000 ohms (le condensateur C_g est de 50 à 100 pF).

Couplage mixte. — La diminution d'amplitude pour la fréquence de 550 kHz pourrait être compensée par une augmentation du couplage.

On obtiendra ce résultat en ajoutant un couplage statique au couplage magnétique existant entre les deux enroulements.

Dans ce but, on peut avoir recours à différentes combinaisons. Nous donnons deux solutions, figure 185 et figure 186. Dans les deux cas, le

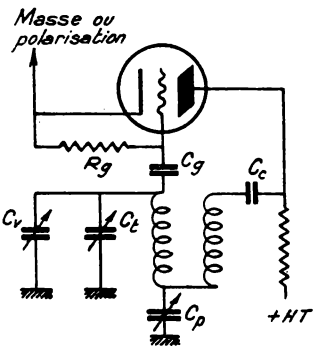


Fig. 185.

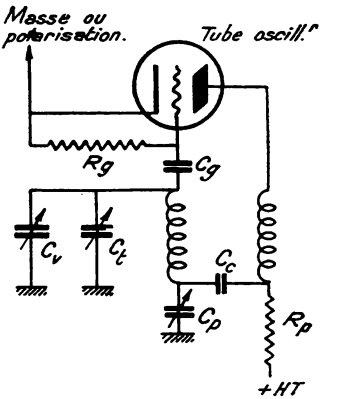


Fig. 186.

couplage est obtenu par l'intermédiaire du condensateur C_p qui est commun aux deux circuits. (valeur de C_p : quelques centaines de pF selon la gamme d'ondes ; il est réglé à la valeur exacte pour obtenir l'alignement en fréquence des circuits accord et oscillateur comme nous le verrons plus loin).

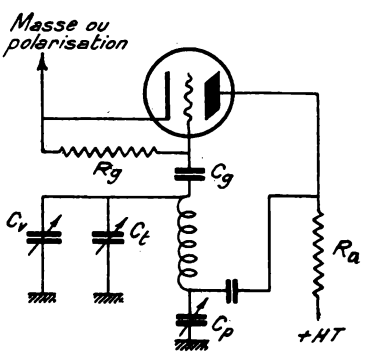


Fig. 187.

Il va sans dire que le couplage magnétique doit être beaucoup plus réduit qu'avec un montage analogue à la figure 184, puisque le couplage statique existe en supplément.

Couplage statique pur. — Dans un but de simplification, on peut aussi prévoir un simple couplage statique entre les deux circuits. On arrive ainsi au schéma figure 187.

Un tel schéma ne peut convenir que pour les gammes d'ondes moyennes. En effet, pour les autres gammes, on serait conduit à utiliser un condensateur série (C_p) de très faible valeur. La variation totale de capacité du circuit serait extrêmement faible et l'alignement serait impossible à obtenir.

Ce même inconvénient existe, d'ailleurs, pour la gamme P. O. Le couplage est, avec certains tubes, insuffisant pour que l'amplitude des oscillations soit assez grande. Dans tous les montages précédents on peut, dans le but de diminuer les harmoniques, placer le circuit accordé du côté de l'anode.

216. II. Stabilité de l'oscillatrice. — Il faut aussi que la fréquence entretenue soit, dans une large mesure, indépendante de la tension d'alimentation, ainsi que du tube. En effet, toute variation de fréquence se traduirait nécessairement par un désalignement du récepteur.

Nous avons déjà constaté que la fréquence produite par l'ensemble est plus voisine de celle du circuit oscillant seul quand :

a) le tube est à grande résistance interne;

b) la « qualité » du circuit oscillant est plus grande;

c) le couplage-grille plaque est plus réduit;

d) l'impédance du circuit d'entretien est plus faible.

Nous voyons donc apparaître ici l'importance des pertes. Un circuit présentant un coefficient de surtension très faible obligerait à recourir à un couplage beaucoup plus important. La stabilité serait très mauvaise.

La stabilité est nettement meilleure quand le circuit plaque est alimenté par une résistance série R_a plutôt que par un pont diviseur de tension, lequel suit les variations de la tension d'alimentation.

En effet, dans le premier cas, les variations de tension d'alimentation provoquent des variations d'intensité anodique dans le même sens ; la tension effective d'anode est modifiée en sens contraire par la chute de tension du courant anodique dans la résistance série : il y a effet autorégulateur.

A ceux qui ne verraient pas clairement pourquoi cette stabilité de tension effective entre anode et cathode est nécessaire pour stabiliser la fréquence, nous rappelons que les circuits de l'oscillateur comportent en parallèle la capacité dynamique du tube (voir t. II, §§ 165 et 166) qui est fonction du gain, donc des tensions de fonctionnement. Or, la capacité dynamique se trouvant en parallèle avec les inductances est un des éléments qui détermine la fréquence d'oscillation.

Les variations de la fréquence produite dépendent aussi du tube utilisé.

Nous avons déjà souligné l'importance de la résistance interne (1). Mais, il existe aussi un autre effet, tout au moins dans les tubes modulateurs combinés.

L'action de la commande automatique de sensibilité agit sur la tension d'alimentation (voir plus haut), mais aussi sur la capacité apparente du tube. Elle peut donc entraîner une modification de la fréquence produite. Cet effet est généralement négligeable sur les ondes normales mais peut atteindre des valeurs inacceptables sur les ondes courtes. C'est pourquoi on préconise sur ces gammes un tube oscillateur, indépendant du tube mélangeur, auquel la tension de commande de gain est appliquée.

217. III. Rayonnement. — Le rayonnement extérieur de l'oscillatrice doit être aussi réduit que possible. C'est pour cette unique raison, et non pour éviter des couplages extérieurs, qu'on blinde les bobinages oscillateurs. On peut aussi placer ceux-ci sous le châssis et leur donner une forme assez ramassée pour que le rayonnement demeure peu important.

Remarquons que ce rayonnement n'est pas un inconvénient pour le récepteur lui-même, mais, plutôt, pour les récepteurs voisins. Ce rayonnement est transmis au circuit d'antenne par couplage direct dans le tube changeur de fréquence ou par des couplages parasites dans le châssis.

218. Forme des oscillatrices. — Une forme généralement adoptée et qui présente de nombreux avantages est représentée sur la figure 188. Les enroulements sont réalisés en fil fin (12 à 25/100), recouvert de deux couches soie, sous forme de galettes plates bobinées en nid d'abeille.

Cette forme est facile à réaliser. Le couplage des deux enroulements est très serré et le rapport entre les nombres de spires varie avec les caracté-

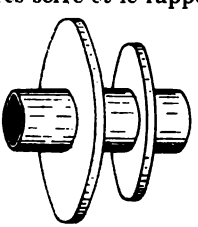


Fig. 188.

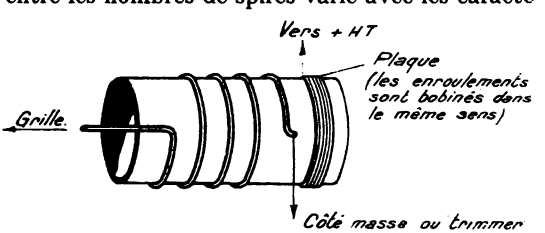


Fig. 189.

ristiques du tube oscillateur. Les tubes modernes ont, pour l'oscillatrice, une pente assez élevée, ce qui permet de prévoir assez peu de spires sur l'enroulement d'excitation. On ne perdra pas de vue que l'inductance

1. Voir tome II, paragraphe n° 269.

effective dépend non seulement du nombre de spires de l'enroulement L_g *mais aussi de* L_p.

Un enroulement comme celui de la figure 188, s'il était utilisé comme circuit d'accord, aurait l'inconvénient de présenter une capacité répartie trop importante et d'avoir un facteur de surtension peu favorable en bas de la gamme.

Le premier inconvénient est ici sans conséquence puisque, pour réaliser l'alignement, on est amené à prévoir une capacité parallèle (C_t) relativement importante.

Quant au second inconvénient, c'est, ici, plutôt un avantage puisqu'il tend à réduire l'amplitude des oscillations et que celle-ci tend à s'exagérer dans le bas de la gamme.

219. Oscillatrices pour ondes courtes. — Sur les ondes courtes (au-dessous de 100 m) l'emploi de la forme figure 188 est naturellement impossible. On utilise alors des enroulements cylindriques réalisés sur support de trolitul, ou plus simplement de carton bakélisé.

L'enroulement accordé est bobiné en fil nu ou fil émaillé d'un diamètre de 8 à 15/10 de millimètre.

L'enroulement excitateur est, lui aussi, bobiné à spires jointives, en fil beaucoup plus fin à une des extrémités. Les connexions seront réalisées comme sur la figure 189.

Certains tubes présentant une pente assez faible de l'élément oscillateur, on est parfois amené à bobiner les spires de l'enroulement de plaque entre les spires de l'enroulement de grille. On obtient ainsi un couplage beaucoup plus serré. Cet artifice n'est souvent nécessaire que pour la gamme d'ondes très courtes (de 13 à 20 m par exemple).

220. Blocage des oscillatrices. — Lorsque le couplage entre les enroulements de l'oscillatrice est particulièrement serré on observe parfois un fonctionnement anormal en bas de la gamme. L'oscillation locale cesse d'être sinusoïdale et prend une forme tout à fait complexe. Parfois, le circuit récepteur est, lui aussi, le siège d'oscillations entretenues. Dans ces conditions, toute réception normale devient impossible.

En présence d'un tel phénomène on pensera à un excès de couplage des enroulements. La diminution de valeur de la résistance R_g, qui est habituellement de 50 000 ohms, peut donner également de bons résultats. On peut aussi shunter l'enroulement anodique ou introduire une résistance en série avec le condensateur de grille C_g.

Dans les gammes d'ondes moyennes, une oscillatrice de la forme indiquée figure 188 permet pratiquement d'éviter les oscillations parasites ou blocages.

CHAPITRE IX

Condensateurs variables, ajustables et fixes. Résistances variables et fixes.

221. Généralités. — Dans la construction radioélectrique on utilise des condensateurs de plusieurs catégories, dont les valeurs peuvent varier entre quelques micromicrofarads et plusieurs centaines de microfarads.

En gros, on peut classer ces différentes capacités de la manière suivante :

a) *Condensateurs variables*, destinés à accorder des circuits. Leur valeur peut varier suivant différentes lois en fonction de l'angle de rotation.

b) *Condensateurs ajustables*, dont la valeur peut être ajustée d'une manière précise. Cette valeur est fixée une fois pour toutes au moment de la mise au point du récepteur.

c) *Condensateurs fixes ;*

1) Valeurs comprises entre quelques micromicrofarads et quelques millièmes de microfarads;

Condensateur de liaison ou de couplage.

2) Valeurs comprises entre quelques millièmes de microfarads et 1 microfarad : Condensateurs de découplage.

3) Valeurs supérieures : Condensateurs de filtrage ou de découplage.

Condensateurs variables.

222. Généralités. — Au début du développement de la radiodiffusion, on a vu naître des condensateurs variables de bien des modèles différents. Mais la plupart de ces derniers se sont aujourd'hui éliminés. A des détails près, tous les condensateurs présentés par les fabricants sont construits de la même manière.

Le diélectrique est l'air atmosphérique.

Le rotor, monté sur des roulements à billes, est électriquement relié au châssis. Les plaques du rotor sont en aluminium découpé.

Le bloc du stator est généralement fixé au châssis de montage à l'aide de deux plaquettes isolantes. Le tout est assemblé de telle manière que

l'isolant ne soit pratiquement pas placé dans le champ électrique. Ainsi, les pertes demeurent extrêmement réduites.

En fait, *il convient de souligner qu'aux fréquences usuelles, les pertes dans un condensateur variable de fabrication courante sont toujours beaucoup plus réduites que les pertes dans un bobinage.*

Pour accorder simultanément plusieurs circuits, on construit des condensateurs comportant 2, 4 et jusqu'à 6 rotors montés sur le même axe. Grâce à une construction soignée on peut obtenir que tous les éléments aient rigoureusement la même capacité pour la même position du rotor.

Lorsque le rotor est complètement sorti du stator, il existe encore une certaine capacité entre les deux électrodes; c'est la *capacité résiduelle* du condensateur.

223. Variation linéaire de capacité, de longueur d'onde, de fréquence. — La forme des plaques du stator est généralement telle que les lames du rotor s'y insèrent d'une manière complète, sans déborder d'un côté ou de l'autre. Il en résulte que la loi de variation de la capacité en

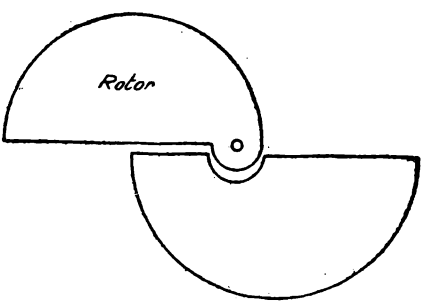


Fig. 191.

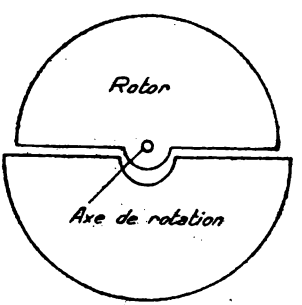


Fig. 190.

fonction de l'angle dépend uniquement de la forme donnée aux lames du rotor.

Lorsque ces lames sont tout simplement semi-circulaires on obtient un condensateur *à variation linéaire de capacité*, c'est-à-dire que la capacité croît proportionnellement à l'angle de rotation (fig. 190).

Dans un circuit oscillant, l'élément intéressant l'usager n'est pas la capacité, mais soit la longueur d'onde, soit la fréquence.

Si l'on gradue en longueur d'ondes le cadran d'un condensateur associé à un bobinage, on obtiendra une variation sensiblement logarithmique. Cette observation découle immédiatement de la formule de Thomson.

En conséquence, les graduations correspondant à un même écart de

longueur d'onde seront très serrées au début et s'écarteront de plus en plus. Pour obtenir des graduations régulièrement espacées, il faut utiliser un condensateur à *variation logarithmique de capacité* : on dit aussi parfois

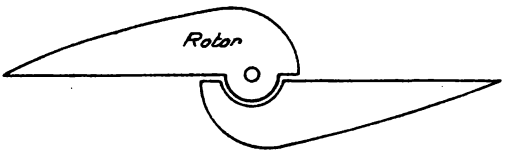


Fig. 192.

en utilisant l'expression anglaise : « square law ». Les lames ont alors la forme d'un arc de spirale logarithmique (fig. 191).

Toutefois, dans une gamme de réception de radiodiffusion, les stations

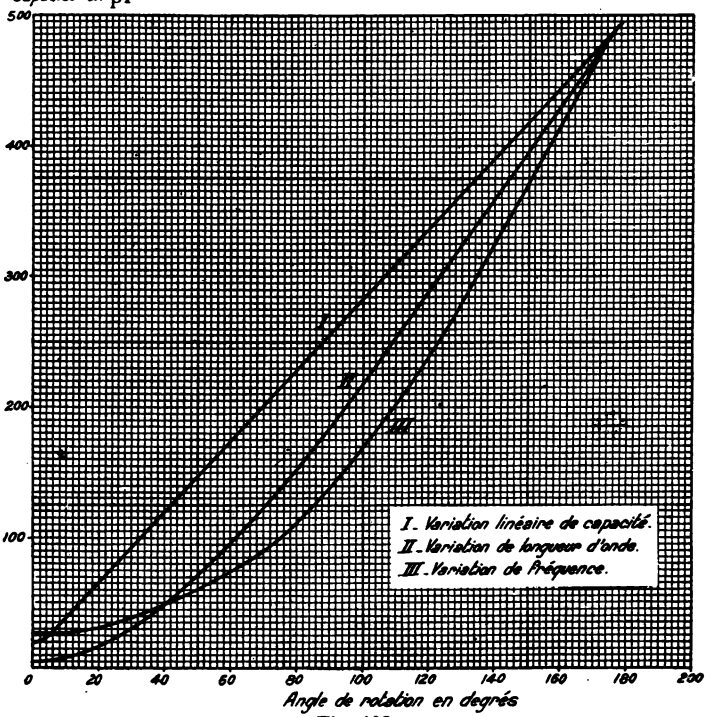


Fig. 193.

successives ne sont pas séparées par des intervalles égaux de longueur d'onde mais de *fréquences*. Si l'on veut que ces stations successives soient séparées par des angles égaux, il faut utiliser un condensateur *à varia-*

tion linéaire de fréquence. L'allure générale des lames est indiquée figure 192.

Nous donnons figure 193 les courbes de variation de la capacité en fonction de l'angle de rotation, pour trois condensateurs de 500 micromicrofarads (ou picofarads)

A l'heure actuelle, la forme standard adoptée en France est intermédiaire entre les courbes II et III.

Elle correspond à une variation de capacité utile de 445 micromicrofarads. La capacité résiduelle est de 15 micromicrofarads. La capacité maximum est donc de 445 + 15 = 460 picofarads.

224. Condensateurs variables étalons. — L'équipement des laboratoires de mesure comporte des condensateurs variables spécialement construits pour servir d'étalons. Ils sont réalisés avec des soins tout particuliers. Les lames du rotor et du stator sont assez souvent taillées à la fraise, dans une masse de métal. La construction est faite de manière à réduire, dans la mesure du possible, les écarts de capacité dus aux variations de température.

Les graduations du cadran sont finement gravées et la précision de la lecture est rendue plus grande par la présence d'un vernier.

Dans certains modèles, le rotor est entraîné par l'intermédiaire d'une vis sans fin qui porte un tambour gradué.

On peut ainsi connaître avec une très grande précision la position exacte du rotor et, en conséquence, déterminer la valeur de la capacité, d'après la courbe d'étalonnage.

Condensateurs ajustables.

225. Généralités. — Les condensateurs ajustables sont utilisés dans différentes fonctions : par exemple, pour accorder un transformateur de moyenne fréquence sur un réglage donné, pour compenser les inévitables variations dans les capacités résiduelles des différentes sections d'un condensateur variable (trimmer), pour ajuster la valeur maximum de capacité aux bornes d'une oscillatrice, etc...

Dans toutes ces fonctions, il est essentiel, après réglage, que la valeur de la capacité demeure rigoureusement constante.

Lorsqu'un récepteur se dérègle au bout d'un certain temps de fonctionnement, on peut observer que 80 fois sur 100, les condensateurs ajustables placés dans les différents circuits se sont déréglés. Il est donc particulièrement important de veiller à cette stabilité.

Quelles sont donc les causes du déréglage? Elles sont nombreuses et fort différentes. Les plus fréquentes sont :

a) déformation du support du condensateur sous l'influence des variations de température, d'humidité;

b) variations dues à des changements moléculaires;

c) desserrage des vis;

d) variation d'élasticité de l'électrode mobile, etc... etc...

226. Ajustables à diélectrique mica. — En principe ces ajustables comportent une électrode fixe, séparée d'une électrode mobile par une feuille de mica. L'électrode mobile est élastique; elle est en laiton ou en clinquant. Une vis de réglage permet de rapprocher les deux électrodes et d'augmenter ainsi la capacité.

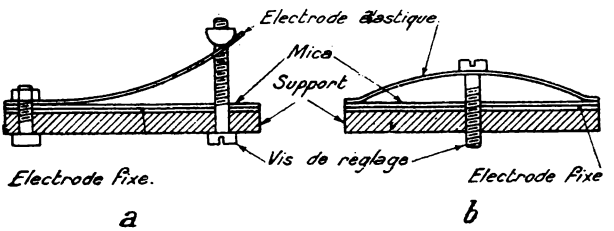


Fig. 194.

On utilise principalement les deux systèmes de la figure 194. En agissant sur la forme et l'élasticité des lames on cherche à obtenir une capacité résiduelle faible, ainsi qu'une variation de capacité aussi régulière que possible.

On conçoit sans peine que la capacité ainsi obtenue sera beaucoup plus stable si la vis de réglage, presque complètement serrée, vient bloquer la lame élastique contre la lame fixe. Si le condensateur est presque complètement desserré (cas de la fig. 194) il est évident que la moindre vibration, la moindre action sur l'électrode mobile, aurait pour résultat de la déplacer et de provoquer ainsi une variation de capacité. D'où la précaution élémentaire suivante : *quand on utilisera un condensateur ajustable dans un circuit, on choisira la valeur maximum à peine supérieure à la valeur d'utilisation.*

Par exemple, s'il faut exactement 140 picofarads afin d'accorder un circuit de moyenne fréquence sur 455 kHz nous ne choisirons pas un condensateur ajustable de 200 pF, mais nous prendrons un modèle dont le maximum correspond à 150 pF.

227. Défaut dans la variation de capacité. — Si nous traçons la courbe de variation de la capacité en fonction des rotations de la vis nous obtiendrons, par exemple, une courbe dont l'allure est indiquée figure 195*a*. La variation est régulière, c'est-à-dire qu'elle croît continuellement quand on augmente le serrage de la vis.

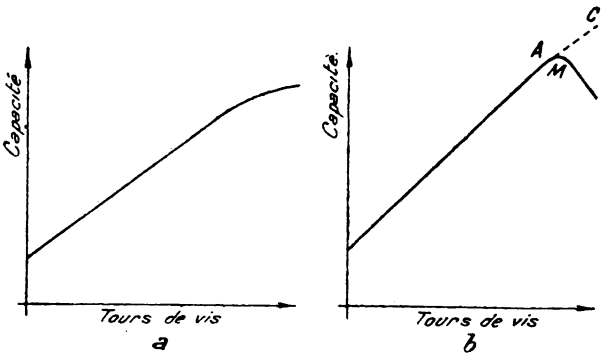


Fig. 195.

Mais certains condensateurs présenteront parfois une variation dont l'allure est indiquée figure 195*b*.

Les croquis figure 196*a* et *b* donnent l'explication de cette anomalie. Les lames élastiques subissent une déformation inverse quand la vis est bloquée, si bien que la capacité passe par un maximum pour une certaine position.

Les conséquences de cette anomalie peuvent être considérables. Supposons, en effet, que le condensateur ajustable soit utilisé pour accorder un circuit de moyenne fréquence.

Fig. 196.

La valeur a été choisie de telle sorte que la résonance corresponde à peu près au maximum du condensateur. Nous réglerons ce circuit en observant la déviation d'un voltmètre amplificateur, par exemple. Le réglage de résonance serait obtenu, par exemple, pour une valeur de capacité correspondant au point C (fig. 195*b*). A l'heure actuelle, la capacité est A. Nous vissons le condensateur et nous observons l'augmentation de déviation du voltmètre amplificateur nous indiquant que nous allons vers la résonance.

Mais, arrivé au point M, la déviation qui était croissante *devient décroissante.*

Nous en concluons tout naturellement que le point M correspond à la résonance. Or, il n'en est rien et, le circuit que nous pensions avoir accordé sur 472 kHz l'est peut-être sur 480. L'appareil pourra sembler manquer de sélectivité et de sensibilité.

Il convient donc de prendre des précautions pour éviter ce défaut des condensateurs ajustables qui est assez fréquent.

228. Condensateurs ajustables à air. — Il existe aussi des condensateurs ajustables à air. Ils sont en général constitués par des armatures cyclindriques qui peuvent entrer l'une dans l'autre (fig. 197). Une des armatures est fixée sur une plaquette en matière isolante.

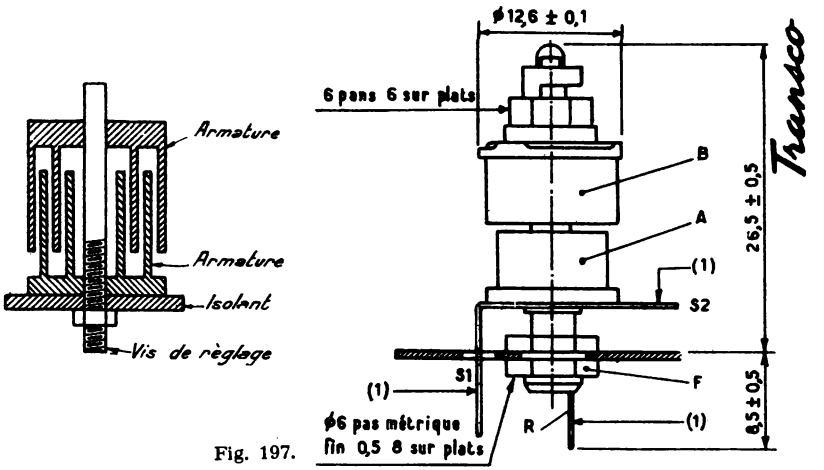


Fig. 197.

Ces condensateurs ajustables ont été adoptés pour les circuits à très haute fréquence, leur valeur maximum varie de 5 à 50 pF. L'armature fixe est parfois formée d'un dépôt métallique sur un corps de stéatite.

229. Combinaison : fixe et ajustable. — Dans le but d'obtenir une stabilité plus grande on associe souvent un condensateur fixe à un condensateur ajustable de valeur beaucoup plus faible.

Lors d'un dévissage éventuel, la variation de capacité ne joue que sur la partie « ajustable », si bien que la variation relative totale peut atteindre des valeurs extrêmement faibles.

Cette solution est très recommandable chaque fois qu'elle est applicable.

Condensateurs fixes.

230. Au mica. — Le mica a un grand pouvoir inducteur spécifique[1] et un angle de perte extrêmement faible. Il permet donc de réaliser des capacités relativement importantes, avec des pertes réduites.

Comme pour le condensateur ajustable, le plus important est d'obtenir une capacité stable. On a longtemps utilisé des armatures d'étain, ou de clinquant, séparées par des feuilles de mica. Le tout était serré entre deux plaquettes isolantes.

Mais des déplacements des armatures l'une par rapport à l'autre peuvent se produire sous différentes influences. Le support, les plaques isolantes, peuvent se déformer très légèrement. Il résulte des variations de capacité.

On tend aujourd'hui à utiliser des condensateurs constitués par des dépôts métalliques obtenus par voie chimique ou électrique sur les deux faces d'une feuille de mica. En général on produit d'abord un mince dépôt d'argent par voie purement chimique, puis, par électrolyse, on produit sur cette première couche, un dépôt de cuivre pur.

Les condensateurs ainsi obtenus sont beaucoup plus stables, puisque les deux électrodes ne peuvent se déplacer l'une par rapport à l'autre.

231. Condensateurs au papier. — Le procédé cité ci-dessus n'est pratiquement pas utilisé pour des valeurs de capacité dépassant 5/1000 de μF. Pour les valeurs supérieures on a recours, de préférence, à un diélectrique qui est du papier imprégné.

Les armatures sont des feuilles d'étain, de cuivre ou d'aluminium. Un condensateur se présente donc sous la forme de deux feuilles métalliques séparées par une feuille de papier. Pour diminuer l'encombrement, l'ensemble est enroulé sur lui-même et serré très fortement.

Chacune des armatures se trouve donc ainsi enroulée en spirale. C'est pour cette raison qu'un tel condensateur se comporte comme un ensemble doué de self-induction aussi bien que de capacité. On dit que le condensateur est *inductif*. Utilisé sur des fréquences très élevées il pourra présenter une *impédance* considérable.

On évite ce défaut en laissant passer les armatures de chacun des côtés de la feuille de papier. Lorsque l'enroulement en spirale a été réalisé, on court-circuite toutes les spires en comprimant la partie de l'armature qui dépasse de chaque côté. On obtient ainsi un condensateur *non inductif*.

Il faut éviter que l'humidité puisse pénétrer entre les armatures. L'isolement deviendrait faible et l'angle de pertes du condensateur pourrait prendre des valeurs indésirables. C'est pour cette raison que le condensateur est généralement placé dans un boîtier métallique ou dans un tube de

1. Voir tome I, paragraphe n° 12.

verre ou de carton bakélisé, puis imprégné à chaud d'un isolant généralement à base de paraffine.[1]

En choisissant la qualité et l'épaisseur du papier on peut réaliser des condensateurs résistant à des tensions plus ou moins fortes. On conçoit que, toutes choses égales d'ailleurs, un isolant résistera à une tension d'autant plus élevée qu'il sera plus épais. C'est pour cette raison que le volume des condensateurs est d'autant plus grand qu'ils sont prévus pour des tensions de fonctionnement plus grandes.

Nous rappelons qu'il ne faut pas confondre *tension d'essai* et *tension d'utilisation*[2]. Un condensateur qui a été éprouvé sous 1500 volts a, en réalité, résisté à cette tension pendant quelques instants. Sa durée de fonctionnement serait, sous cette tension, vraisemblablement très brève. On prévoit généralement que la tension d'essai doit être trois fois plus élevée que la tension de fonctionnement. Ainsi, un condensateur essayé sous 750 volts pourra supporter, au maximum, une tension permanente de 250 volts

Cette règle de sécurité ne doit pas être appliquée sans discernement. En général, les condensateurs utilisés dans la construction supportent simultanément une tension continue et une tension alternative. Tel est le cas, par exemple, des condensateurs de filtrage. La valeur instantanée de la tension atteint donc la somme de la valeur maximum de la composante alternative et de la composante continue. Pour cette raison, il serait, par exemple, imprudent de prévoir, pour une première cellule de filtre, un condensateur essayé sous 750 volts quand la tension redressée est de 250 volts. On sera pratiquement amené à prévoir des condensateurs essayés sous 1 200 ou 1 500 volts.

231 bis. Condensateurs à diélectrique céramique. — Les céramiques utilisées comme diélectriques, sont des mélanges complexes comportant, entre autres produits, des silicates, des titanates. On peut distinguer deux groupes principaux, d'après leur constante diélectrique.

Dans le premier groupe, le pouvoir diélectrique est compris entre 5 et 150. Les pertes par hystérésis diélectriques sont très faibles et *décroissent* avec la fréquence.

Dans le second, le pouvoir diélectrique est de plusieurs milliers et peut atteindre 15 000. Les condensateurs utilisant ce diélectrique ne peuvent guère être utilisés que pour le découplage.

La construction est telle que le diélectrique constitue le support même du condensateur. Les armatures sont constituées par une couche métallique, généralement de l'argent, directement déposée par voie chimique à

1. Voir appendice du présent chapitre.
2. Voir tome I, paragraphe n° 253.

la surface du diélectrique sans interposition de lame d'air. Les connexions sont directement en contact avec les armatures. L'ensemble est recouvert d'un vernis qui rend le condensateur insensible aux influences extérieures.

Les céramiques ont une rigidité diélectrique relativement faible, mais les épaisseurs utilisées sont telles que les claquages sont extrêmement rares dans les conditions d'emploi.

Le domaine d'application est la haute et la très haute fréquence. Il existe de très nombreux modèles, depuis les condensateurs sub-miniature, de la dimension d'un grain de blé, jusqu'aux modèles « assiettes » destinés aux postes émetteurs.

Les condensateurs céramiques ont des pertes extrêmement faibles. Le coefficient tg δ mesuré à une fréquence de 1 mégahertz et à 20° C est, par exemple inférieur à 10×10^{-4}.

Les coefficients de température, généralement négatifs, sont très faibles.

La résistance d'isolement est considérable : généralement supérieure à 50 000 mégohms.

Nous avons indiqué plus haut que les pertes diélectriques diminuent avec la fréquence, il est juste d'ajouter que les pertes dans les armatures et les connexions obéissent à une loi inverse.

Les très faibles dimensions des condensateurs céramiques sont un avantage supplémentaire pour les montages fonctionnant en très haute fréquence (Télévision, Modulation de fréquence, etc.). Ils se mettent directement en place, entre les deux points qu'il faut relier par une capacité. Si le volume était plus élevé les connexions seraient plus longues (voir fig. 198-1) et leur inductance pourrait fort bien compromettre l'efficacité du condensateur.

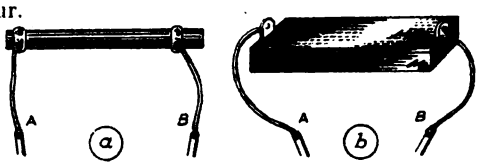


Fig. 198-1.

Les condensateurs à diélectrique céramique se présentent sous forme tubulaire (la plus répandue fig. 198-2 *a*). Il existe aussi d'autres formes : pastille (fig. 198-2 *b*), plaquette (fig. 198-2 *c*), etc.

On peut aussi les réaliser sous forme de condensateurs ajustables.

Enfin, on réalise également des condensateurs double ou triple permettant le découplage de tous les éléments d'un étage d'amplification de haute fréquence.

Signalons également qu'il existe des condensateurs à diélectriques céramiques dont le coefficient de température négatif a été choisi, à dessein,

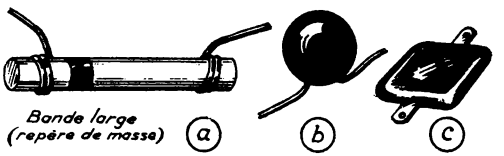


Fig. 198-2.

très élevé. Ces éléments sont utilisés pour corriger la dérive de fréquence de certains circuits (oscillateurs) sous l'influence de l'échauffement.

232. Condensateurs électrolytiques à haute tension. — Nous avons étudié plus haut les propriétés des condensateurs électrolytiques, ainsi que la vérification de leurs qualités [1].

Nous nous bornerons à signaler leurs principaux emplois. Les modèles haute tension (de 300 à 600 volts) sont utilisés pour le filtrage des courants redressés.

Dans cet emploi, la grandeur du facteur de puissance n'a pas une grosse importance. On ne pourrait guère constater une diminution de l'efficacité que pour des facteurs de puissance supérieurs à 0,4. Ce qui est assez rare. Toutefois, il ne faut pas perdre de vue que de tels condensateurs, s'ils assurent un filtrage suffisant, sont le siège d'un échauffement important qui peut réduire considérablement leur durée, spécialement s'il s'agit de condensateurs « secs ».

Il faut aussi noter qu'un condensateur ayant un mauvais *facteur de puissance*, ou, ce qui revient au même, une *résistance série* importante peut constituer une impédance importante pour les fréquences élevées. Il peut en résulter de sérieuses difficultés dans les circuits de haute fréquence.

C'est pourquoi il est bon de les shunter par un condensateur au papier de faible valeur qui garantit le découplage HF (0,1 μF par exemple).

233. Condensateurs électrolytiques à basse tension. — Ces condensateurs sont du modèle « sec ». Leur capacité varie de quelques microfarads jusqu'à 50 ou même 100 microfarads. Ils sont utilisés pour réaliser le découplage dans les circuits de basse fréquence.

Il convient de vérifier comment varie la capacité et le facteur de puis-

1. Voir tome III, paragraphes nos 108 et suivants.

sance avec la fréquence, ainsi que le courant de fuite en fonction de la tension.

Résistances utilisées en radiotechnique.

234. Résistances fixes ou ajustables. Généralités. — Les résistances sont utilisées en radiotechnique comme éléments de : *couplage, découplage, filtrage, chute de tension,* etc...

Elles peuvent être utilisées dans des circuits parcourus par du courant continu aussi bien que du courant à haute ou basse fréquence. Quand elles sont destinées à produire une chute de tension, elles sont naturellement le siège d'un échauffement en vertu de la loi de Joule.

Il est important de savoir comment elles se comportent en fonction de la fréquence, ainsi qu'en fonction de la température ou de la tension appliquée.

On peut classer les résistances habituellement utilisées en plusieurs catégories :

a) résistances bobinées — constituées par un fil résistant enroulé sur un support isolant;

b) résistances à base de carbone ; le matériau aggloméré formant le corps de la résistance ;

c) résistances à couche de carbone pur ou de tungstène portée par un corps isolant, la couche étant protégée par un vernis. Ce type de résistance ne peut pas supporter d'intensités élevées, mais il provoque un minimum de bruit de fond dans le circuit.

235. Résistances bobinées. — Les résistances bobinées sont réalisées par un enroulement de fil résistant isolé sur un cylindre de matière isolante, généralement de céramique. Le bobinage est fait aussi parfois sur un support souple, généralement à base d'amiante.

On ne peut bobiner du fil très fin et, d'autre part, on ne peut dépasser un certain encombrement. Il en résulte que pratiquement, il est difficile de dépasser certaines valeurs.

Les résistances usuelles du type bobinées dépassent rarement quelques milliers d'ohms.

Leur coefficient de température dépend de la nature de l'alliage résistant. Il est en général négligeable.

La protection de l'enroulement, contre les chocs aussi bien que contre les effets de l'oxydation et de l'humidité, est généralement obtenue par émaillage ou vitrification, ou plus simplement par un vernis.

La puissance que peut dissiper une résistance donnée dépend de très nombreux facteurs. Il ne faut pas considérer seulement la grosseur du fil, mais la ventilation, la conductibilité thermique de la couche protectrice et l'échauffement qu'elle peut supporter. Certains revêtements vitrifiés permettent d'atteindre des températures de 250° centigrades. Mais, en règle générale, les résistances du commerce ne peuvent guère supporter un échauffement supérieur à 100 ou 150°. Il faut tenir compte du fait que la ventilation d'une résistance placée sous un châssis est généralement fort mauvaise.

Les résistances bobinées du type courant ont un coefficient de self-induction qui n'est pas négligeable en haute fréquence. Cette remarque est sans grande importance pratique parce que les résistances de ce type sont généralement placées dans les circuits de cathode des tubes amplificateurs et que, dans cette position, elles sont shuntées par des condensateurs de réactance négligeable pour les fréquences de fonctionnement.

En disposant des colliers mobiles le long de l'enroulement on peut facilement constituer des résistances ajustables ou à plusieurs prises.

236. Résistances à base de carbone. Généralités. — Ces résistances en matières composites sont à beaucoup près les plus répandues. Elles sont généralement obtenues en mélangeant du graphite ou du carbone colloïdaux avec une matière isolante qui peut être de l'argile, de la bakélite, de la gomme, etc. Ce sont donc des conducteurs composites, c'est pourquoi ils peuvent présenter des propriétés spéciales.

L'élément résistant peut être étendu à la surface d'un support, généralement de céramique. On règle la valeur de résistance en traçant des traits à la surface de manière à allonger les lignes de courant (résistances à couches à faible niveau de bruit).

La matière résistante peut être obtenue d'un seul bloc. Le seul réglage possible est alors le meulage du bloc.

Enfin, l'élément résistant peut être un cylindre central extérieurement protégé d'une manière quelconque.

Un point généralement délicat est la réalisation des contacts entre l'élément résistant et l'extérieur.

La métallisation de l'extrémité de la résistance est un procédé qui donne, en général, satisfaction.

Les résistances de ce type peuvent être réalisées sous toutes les formes, sous tous les volumes, depuis une fraction d'ohm jusqu'à plusieurs mégohms. Leur prix de revient est notablement inférieur à celui des résistances bobinées.

Ces résistances n'offrent pas les mêmes garanties de stabilité que les résistances métalliques. Nous donnons ci-dessous les principaux facteurs qui peuvent agir sur leur valeur.

237. Échauffement. — Le coefficient de température est généralement négatif c'est-à-dire que, contrairement à ce qu'on observe avec des conducteurs métalliques, la résistance décroît quand la température augmente.

Avec des résistances de bonne qualité, cette variation demeure très faible. Certains modèles sont même assez satisfaisants pour être utilisés dans des appareils de mesure de qualité courante.

Nous traiterons au paragraphe 242 des *varistances* où l'on recherche au contraire la variation de résistance en fonction de la température.

238. Caractéristique de tension. — La résistance est souvent fonction de la tension appliquée. Généralement elle décroît, quand la tension appliquée augmente. Cette variation est due à une tout autre cause que l'échauffement.

Elle ne dépasse pas 1% de la valeur ohmique pour les résistances de bonne qualité mais peut atteindre et même dépasser 5 % pour certains modèles.

Pour un même type de résistance, ce coefficient croît dans le même sens que la valeur ohmique. Ainsi, une résistance de 100 000 ohms présentera une variation de 2 %, alors que la résistance de 1 mégohm, de même encombrement, aura un coefficient de 3,5 %.

Nous allons traiter au paragraphe 242 des *varistances* qui servent à obtenir des effets de régulation ; la variation de résistance en fonction de la tension appliquée suit alors une loi connue.

239. Caractéristiques de fréquence. — Les courbes (fig. 199-1) mettent en évidence un défaut important des résistances de ce type.

La résistance diminue quand la fréquence appliquée est plus grande. Il semble bien que cet effet soit lié à la forme même de la résistance. Les résistances I et II étaient faites de la même matière. Mais la première était constituée par un bâtonnet de faible diamètre (0,8 mm.) protégé par un tube extérieur de verre. La seconde était un cylindre de céramique dont l'extérieur était recouvert de l'enduit résistant. La variation de résistance demeure relativement faible pour le modèle I. Elle ne dépasse pas 25 % pour un écart de fréquence de 3 000 kilohertz. Pour le même écart la variation atteint 50 % avec le deuxième échantillon.

Quant à l'échantillon III, il était constitué par un cylindre homogène. La matière utilisée n'était probablement pas la même que dans les cas précédents. La variation de résistance est de 75 % à 3 000 kc/s.

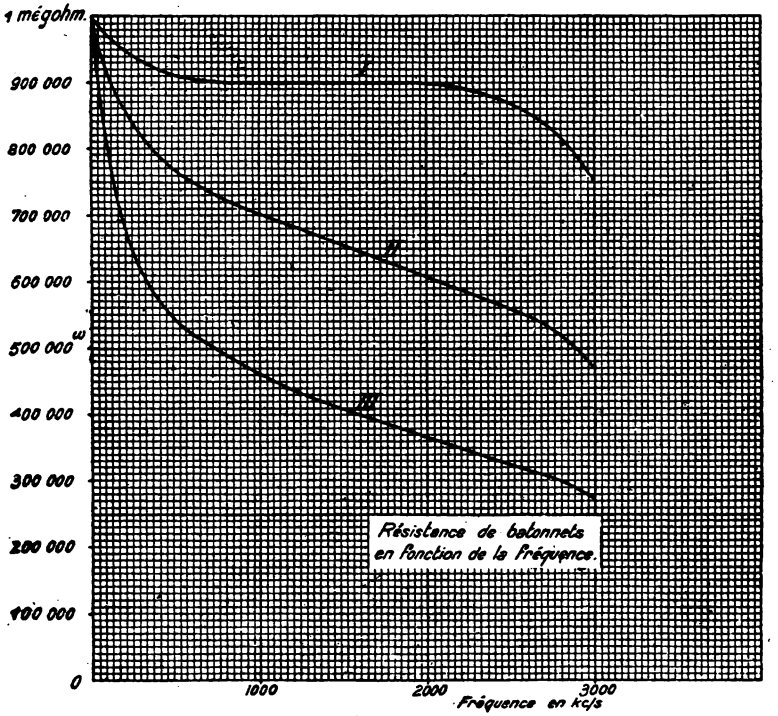


Fig. 199-1.

Il ne faut naturellement pas confondre cet effet avec l'effet pelliculaire. Ce dernier agirait d'ailleurs en sens inverse. On admet que la diminution de résistance est due à la capacité qui existe entre les corpuscules de carbone séparées par l'isolant.

Cet effet existe d'une manière particulièrement importante pour les résistances élevées. Avec des résistances de bonne fabrication, on peut admettre qu'il devient négligeable au-dessous de 100 000 ohms.

240. Bruits parasites. — On constate que le branchement d'une résistance agglomérée dans le circuit de grille d'un amplificateur sensible

se traduit par l'apparition de bruits parasites, quand la résistance est traversée par un courant : soufflements, craquements, etc... Le phénomène est d'autant plus net que la résistance est plus élevée. L'origine de ces bruits parasites est assez obscure. Il s'agit sans doute de variations d'intensité dues aux fluctuations des résistances.

Pour déterminer ce coefficient de bruit on branche la résistance à essayer dans le circuit de grille d'un amplificateur et, à l'aide d'un voltmètre amplificateur, on mesure la tension développée dans le circuit de sortie.

Après quoi, on cherche quelle tension à 1 000 hertz . il faut appliquer à l'entrée de l'amplificateur pour provoquer la même déviation de l'appareil de mesure. On admet que, pour qu'une résistance soit acceptable, il faut que le coefficient de bruit mesuré dans les conditions précisées plus haut soit inférieur à 500 microvolts.

241. Résistances ajustables. Résistances variables. Potentiomètre. Réglage de puissance. — Les résistances réalisées sous forme de bâtonnets homogènes peuvent se prêter à la réalisation de résistances ajustables. Il suffit de prévoir un collier mobile. Toutefois, il faudra s'assurer qu'un contact aussi parfait que possible existe entre le collier et le bâtonnet résistant. Il faut généralement réaliser une pression considérable, sinon la résistance peut être la source de bruits parasites intenses.

On réalise des résistances variables aussi bien avec des éléments bobinés que des éléments à base de graphite. Le point délicat est encore la réalisation du contact mobile.

Nous n'entrerons pas dans les détails de présentation.

Il y a certains cas où une variation linéaire de résistance ne permet pas de remplir le but cherché.

Soit, par exemple, le cas d'un potentiomètre permettant de régler l'intensité sonore d'un récepteur. Admettons que l'écart entre le minimum d'audition perceptible dans une pièce et le maximum de puissance admissible avec un appareil donné, soit de 50 décibels. Quand nous tournerons le potentiomètre, nous voudrons que des angles de rotation égaux correspondent à des modifications égales de notre sensation auditive. De la définition même du décibel [1], il résulte que chaque 1/50 de tour correspondra à une atténuation de 1 décibel. Cette unité étant précisément logarithmique, il faudra que la variation de résistance soit, elle aussi, togarithmique. Le curseur étant placé au maximum, on aura une variation d'abord très rapide, puis de plus en plus lente.

1. Voir tome I, n° 307, et suivantes.

C'est par une variation d'épaisseur, ou de largeur, de la couche conductrice que l'on obtient la progression non linéaire de la valeur des résistances mises en circuit.

Les lois de variation des potentiomètres à couche sont usuellement :

1° logarithmique gauche (pour contrôles de niveau d'un signal BF) ;

2° logarithmique droite ;

3° linéaire.

241 bis. Calcul d'un pont potentiométrique à résistances. — Soit à déterminer les éléments du « pont » représenté par la figure 199-2. Il faut naturellement que les intensités de courant soient données ainsi que la consommation du pont. C'est de la grandeur de cette consommation que dépend la stabilité des tensions fournies par les différentes branches. Il faut, en effet, que les variations d'intensités dans les dérivations soient négligeables par rapport à la consommation du « pont ».

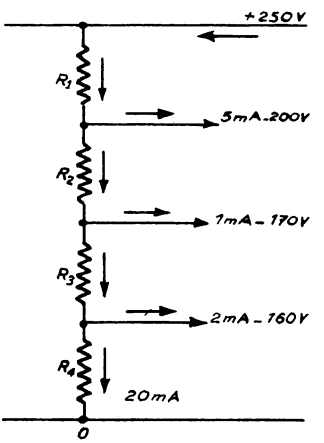


Fig. 199-2.

Dans l'exemple choisi, cette condition n'est pas parfaitement réalisée puisque la consommation propre du « pont » est de 20 milliampères, alors que celle des dérivations est de 8 milliampères au total.

Le calcul s'établira de la manière suivante :

La résistance R_4 produit une chute de tension de 160 volts pour 20 milliampères. Sa valeur est donc :

$$R = U/I = 160/20 \times 10^{-3}$$
$$= 8\,000\ \Omega$$

Puissance dissipée :

$$160 \times 20 \times 10^{-3} = 3{,}2 \text{ watts}$$

La résistance R_3 est traversée par :

$$20 + 2 = 22 \text{ milliampères}$$

La chute de tension qu'elle provoque est

$$170 - 160 = 10 \text{ volts}$$

Sa valeur est donc :

$$10/22 \times 10^{-3} = 455 \text{ ohms}$$

puissance dissipée :

$$10 \times 22 \times 10^{-3} = 0{,}22 \text{ watt}$$

La résistance R_2 est traversée par

$$22 + 1 = 23 \text{ mA}$$

Chute de tension : 30 volts.

Donc :

$$R_1 = 30/23 \times 10^{-3} = 1\,300 \text{ ohms}$$

Puissance dissipée :

$$30 \times 23 \times 10^{-3} = 0{,}69 \text{ watt}$$

La résistance R, est traversée par

$$23 + 5 = 28 \text{ mA}$$

Chute de tension :

$$250 - 200 = 50 \text{ volts}$$

Sa valeur est donc :

$$R_1 = 50/28 \times 10^{-3} = 1\,780 \text{ ohms}$$

Puissance dissipée :

$$50 \times 28 \times 10^{-3} = 1{,}4 \text{ watt}$$

Un tel pont de résistances peut servir à fixer les tensions de fonctionnement des différentes électrodes d'un tube, ou de plusieurs tubes d'un même montage. Les consommations de chaque électrode doivent donc être connues pour les tensions moyennes de fonctionnement choisies ; on les trouvera dans les caractéristiques fournies par les constructeurs de tubes.

242. Les varistances.

242-1. Généralités. — On nomme *varistances* des éléments dont la résistance ohmique *varie* en fonction d'un facteur quelconque. Ainsi, par exemple, un redresseur de courant dont la résistance ohmique est fonction du *sens du courant* qui le traverse est une *varistance.*

Les redresseurs de courant ayant fait l'objet de différentes études dans les pages précédentes nous n'y reviendrons pas ici. Nous nous bornerons à étudier les deux types suivants :

a) varistances dont la valeur est fonction de la température et qu'on nomme généralement soit des *thermistances* soit des *résistances* C. T. N. (coefficient de température négatif).

b) varistances dont la valeur est fonction de la tension appliquée ou V. D. R. (initiales de l'expression anglaise *Voltage Dependant Resistors*).

Les varistances appartiennent au groupe général des semi-conducteurs dont l'importance ne cesse de s'accroître en électronique.

242-2. Nature et présentation des thermistances. — Les thermistances sont généralement fabriquées avec des oxydes semi-conducteurs : solution solide d'oxydes de titane-zirconium ou de magnésium-chrome dans l'oxyde de fer Fe_2O_4. On utilise également des compositions à base d'oxydes de nickel, de cobalt et de lithium.

Ces corps, finement broyés, sont mélangés à un liant plastique puis mis en forme soit par extension (bâtonnets), soit par moulage sous pression. Les pièces subissent ensuite une cuisson faite à une température précise. Après quoi elles sont munies de contacts soit par dépôt électrolytique, soit par projection, soit par voie chimique.

Les varistances sont présentées sous forme de « bâtonnets », de « disques » ou de perles (varistances miniatures).

La résistance de ces éléments décroît très rapidement quand la température augmente (de l'ordre de — 3 % à — 6 % par degré centigrade).

L'échauffement peut être dû, soit à une cause extérieure, soit au passage du courant dans la thermistance.

242-3. Loi de variation des thermistances. — La loi empirique ci-dessous permet de calculer la valeur de la résistance R en fonction de la température absolue T

$$R = Ae^{B/T}$$

expression dans laquelle e est la base des logarithmes néperiens 2,71828, A et B étant deux coefficients caractérisant la varistance en question.

Nous donnons figure 199-3 la variation de la résistivité de différentes compositions en fonction de la température.

On voit que la variation est considérable et qu'elle est, en sens inverse de celle qu'on pourrait observer avec une résistance métallique.

242-4. Applications industrielles des thermistances. — Les applications peuvent être faites de différentes manières :

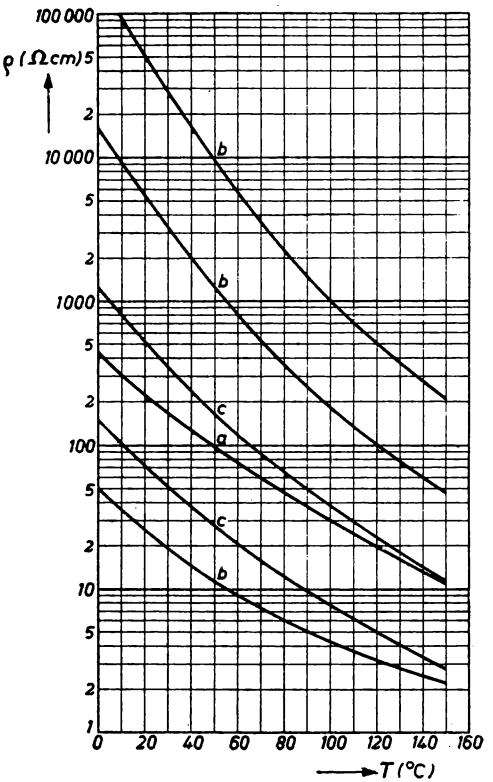


Fig. 199-3. — ρ en fonction de la température.

1° Utilisation de la variation de résistance en fonction de la température :

a) il s'agit de la température du milieu ambiant ;

b) il s'agit de la température développée par le passage du courant ;

2° Utilisation du fait que le coefficient de température est négatif ;

3° Utilisation de l'inertie calorifique, déterminant dans des conditions données, une variation de résistance en fonction du temps.

APPLICATIONS DE GROUPE 1 (*a*).

La plus évidente est la mesure des températures. Il suffit d'utiliser un galvanomètre en série avec la varistance et d'alimenter le tout à tension constante. On peut éventuellement éliminer l'erreur due parfois à une variation de tension de la source en utilisant un montage en « pont ».

On peut ainsi réaliser des thermomètres médicaux sans inertie, des thermomètres pour mesure de la température d'eau ou d'huile d'un moteur.

Le même principe peut être utilisé pour la réalisation de thermostats électroniques, c'est-à-dire de dispositifs destinés à la régulation automatique des températures. Le système établit un contact dès que la température baisse au-dessous d'une valeur déterminée. Ce contact met en circuit des éléments chauffants qui font remonter la température. (Températures d'étuves, de fours, d'appartements, etc.)

APPLICATIONS DU GROUPE 1 (*b*).

La température est fonction du courant qui traverse la thermistance, mais elle dépend aussi du milieu ambiant. On peut donc, pour un courant constant, détecter ces changements. Sur ce principe repose la réalisation d'instruments comme : mesure de la vitesse d'un fluide, mesure de pression, d'humidité, etc.

APPLICATIONS DU GROUPE 2.

Dans ces applications on compense la variation de résistance d'un circuit possédant un coefficient de température positif par le montage, en série, d'une thermistance ayant un coefficient de température négatif.

Il faut naturellement placer la thermistance de telle manière que ses variations de température suivent exactement celles de l'élément à corriger. On peut ainsi, par exemple éviter les variations de hauteurs d'image qui se produisent pendant la période d'échauffement d'un téléviseur et qui sont dues à l'augmentation de résistance des enroulements du déflecteur et à celle des enroulements des différents transformateurs (alimentation « image », etc.).

La thermistance, au besoin shuntée par une résistance fixe, est montée en série avec les enroulements du déflecteur.

APPLICATIONS DU GROUPE 3.

On utilise l'inertie thermique des thermistances. Une application immédiate est la fermeture retardée d'un relais. On peut ainsi réaliser

des délais de fermeture pouvant varier d'une seconde à plusieurs minutes.

On peut aussi obtenir, par le même procédé, une mise sous tension progressive d'un circuit. C'est ainsi, par exemple, que la brusque alimentation d'une chaîne de filaments de tubes électroniques montés en série a pour conséquence une sur-intensité préjudiciable à leur durée de vie. On évite cet inconvénient grave en prévoyant une thermistance en série qui limite l'intensité de départ à une valeur non dangereuse. A mesure que la thermistance s'échauffe, sa résistance diminue.

242-5. Varistances V. D. R. — Il s'agit — nous le rappellons — de résistances dont la valeur est fonction de la tension appliquée. Il ne faut pas confondre ce cas avec le précédent. Dans les thermistances, il s'agit d'un effet purement thermique (d'où, inertie) ; dans les résistances V. D. R. l'effet thermique est négligeable, alors que l'effet principal est instantané.

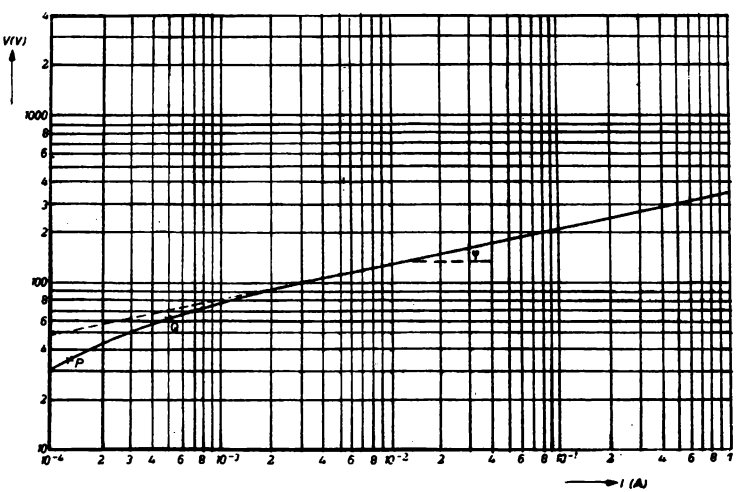


Fig. 199-4. — Allure de la caractéristique tension-courant en coordonnées logarithmiques, pour une résistance « VDR ». C = 340 ; β = 0,21.

Les résistances V. D. R. sont généralement fabriquées à partir du carborundum (carbure de silicium). La variation de résistance est due aux différences de contact qui se produisent entre les micro-cristaux de l'aggloméré, ces différences de contact sont dues à la tension appliquée.

Ces éléments sont généralement présentés sous forme de disques munis de deux connexions.

L'intensité I qui traverse une résistance V. D. R. et la tension V appliquée, peuvent être reliées par la relation empirique suivante :

$$V = CI^{\beta}$$

dans laquelle C est la tension qui existe aux bornes de la varistance quand elle est traversée par une intensité de 1 ampère et B la pente

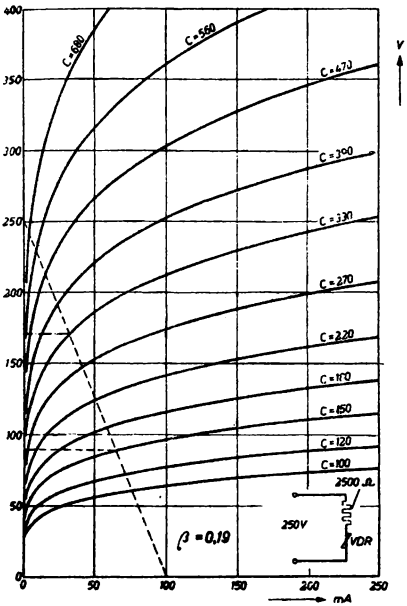


Fig. 199-5 *a*. — Caractéristique tension courant en coordonnées linéaires pour $\beta = 0{,}19$ avec C comme paramètre.

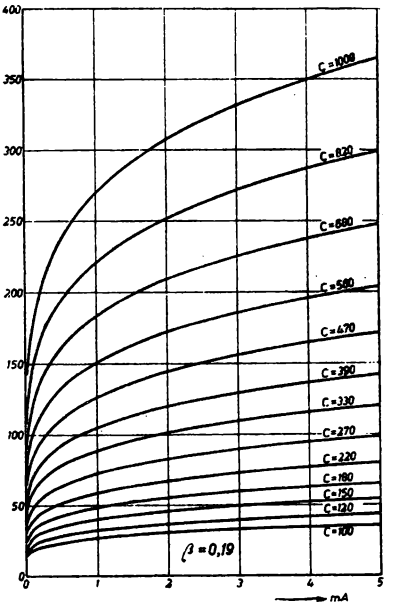


Fig. 199-5 *b*. — Analogue à la figure 199-4 *a*, mais pour de faibles valeurs du courant.

de la droite obtenue en traçant la caractéristique I/V en double coordonnées logarithmiques.

La valeur de C doit, naturellement être extrapolée pour les varistances qui ne peuvent supporter 1 ampère.

A titre d'exemple, nous donnons une caractéristique I/V, figure 199-4. Ainsi qu'un réseau en coordonnées linéaires figure 199-5.

Parmi les applications nous citerons : protection des contacts de coupure des circuits fortement inductifs, stabilisation des tensions, production d'harmoniques d'une tension alternative à basse fréquence, correction des tensions en dents de scie, sensibilisation des relais, etc.

APPENDICES CHAPITRE IX

I. — Condensateurs au papier

Les principales difficultés de fabrications sont les suivantes :

a) éviter la présence de bulles d'air entre le papier et l'armature.

b) éviter l'introduction éventuelle d'humidité.

a) *Bulles d'air.* — L'air ayant une constante diélectrique inférieure à celle du papier, il en résulte un fort gradient de potentiel, provoquant l'ionisation de l'air et la production d'ozone. Le pouvoir oxydant de ce dernier se traduit par une détérioration de l'armature ainsi que du diélectrique et la mise en court-circuit rapide du condensateur.

b) *Introduction d'humidité.* — L'eau s'introduit dans le diélectrique, par diffusion, c'est-à-dire par glissement entre les molécules du corps imprégnant. Sa présense se traduit par une augmentation des pertes et une variation de capacité; le seul remède radical est l'emploi de boîtiers métalliques rigoureusement étanches.

c) *Coefficient de température.* — On notera que le coefficient de température des condensateurs au papier est généralement très important.

II. — Condensateurs a diélectrique synthétique

On sait obtenir aujourd'hui des matières synthétiques qui ne présentent pas les inconvénients du papier (polystyrène). Ces condensateurs ont un angle de perte intermédiaire entre celui des condensateurs au mica et celui des condensateurs au papier. Leur coefficient de température est négatif.

CHAPITRE X

Commutation-Commutateurs.

Généralités. — Les circuits normalement utilisés dans les récepteurs de radiodiffusion sont accordés à l'aide d'un condensateur variable. La capacité répartie des circuits, la capacité d'entrée des tubes, la capacité résiduelle du condensateur variable déterminent, pour une bobine donnée, la plus basse longueur d'onde qu'on peut atteindre. La capacité maximum du condensateur variable est généralement de l'ordre de 460 micromicrofarads. La gamme de fréquences couverte pour une bobine donnée est donc relativement faible. Elle s'étend pratiquement de 1 500 à 520 kc/s (200 à 580 m) pour la gamme PO et d'environ 300 à 150 kc/s pour la gamme GO. Il est donc nécessaire de prévoir des dispositifs de commutation permettant de passer d'une gamme d'écoute à une autre.

Dans les tout premiers récepteurs de la radiodiffusion il n'y a point de commutation. On utilisait des *bobines à curseurs*, c'est-à-dire dans lesquelles on faisait varier le coefficient de self-induction en introduisant en circuit un nombre plus ou moins grand de spires. Le grave défaut du système, c'est que les spires non utilisées jouaient un rôle néfaste. Elles étaient le siège d'une absorption intense d'énergie parce qu'elles demeuraient naturellement couplées avec les spires utilisées. C'était le phénomène dit *du bout mort.*

Un peu plus tard, on utilisa des bobines interchangeables. Les bobinages étaient montés avec des broches. Pour changer de gamme d'écoute, on changeait la bobine.

Le système supprime radicalement l'inconvénient signalé plus haut. Toutefois, il complique la manœuvre de l'appareil. Avec certains récepteurs modernes, il faudrait prévoir un nombre considérable de bobinages.

On a renoncé aujourd'hui à ce système un peu primitif pour adopter le système utilisant un commutateur.

243. Commutation par aiguillage. — Nous supposerons que le récepteur possède seulement deux gammes de réception. Les solutions indiquées

peuvent immédiatement être étendues à un nombre quelconque de gammes d'ondes.

Dans la commutation par aiguillage, chaque bobine n'est utilisée que pour une gamme d'ondes bien déterminée.

Nous donnons l'exemple d'un circuit d'accord (fig. 200). On profite de ce fait que les circuits à commuter ont généralement des points communs. Cela permet de simplifier très notablement l'ensemble. Dans l'exemple choisi, les circuits primaires demeurent en permanence branchés du côté terre et les circuits secondaires du côté régulation. Ces divers points sont d'ailleurs au même potentiel de haute fréquence puisque de larges décou-

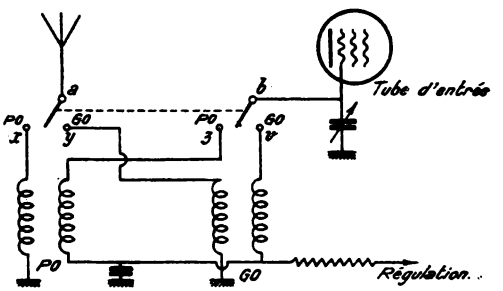


Fig. 200.

plages sont prévus entre la régulation et la masse. Il en serait de même pour le point + HT.

Les différents points d'aiguillage du commutateur sont simultanément commandés par une même tige.

244. Commutation par court-circuit. — On peut aussi monter les différents bobinages en série et court-circuiter les éléments non utilisés pour une gamme donnée.

Ainsi, dans la position « GO » tous les bobinages seront utilisés. Dans la position PO, on court-circuitera le bobinage GO. S'il y a une position ondes courtes, elle correspondra au court-circuit des bobinages PO et GO.

Nous donnons (fig. 200 *bis*) le même exemple que dans le paragraphe précédent : circuit d'accord d'un récepteur.

245. Comparaison des deux systèmes. — Le système par aiguillage est, de beaucoup, le plus utilisé. On peut cependant reconnaître à chacun des procédés des avantages et des inconvénients.

Le principal avantage du système par aiguillage est que le réglage de tous les circuits demeure indépendant. Si, pour une raison quelconque,

une des gammes d'ondes se dérègle, le fonctionnement de l'appareil n'est pas compromis dans les autres gammes. Il en serait autrement avec le schéma par court-circuit. Les bobinages sont utilisés dans plusieurs gammes. Dans l'exemple (fig. 200 *bis*) il est évident qu'un accident quelconque à un enroulement PO met l'appareil hors d'usage sur les deux gammes.

D'autre part, le coefficient de surtension pour une des gammes supérieures, en longueurs d'onde, est toujours moins favorable avec le système par court-circuit.

Avec le procédé par aiguillage, les bobinages non utilisés restent à circuit ouvert. Mais ils constituent des circuits oscillants correspondant à des longueurs d'ondes bien déterminées. Il est difficile d'éviter rigoureusement tout couplage entre les différents enroulements. En conséquence, il en résulte parfois des anomalies de fonctionnement pour certaines longueurs d'onde.

Le même inconvénient n'existe pas avec le procédé (fig. 200 *bis*) ; les bobinages non utilisés sont mis en court-circuit.

Un couplage se traduit encore par une absorption d'énergie, mais le phénomène existe tout le long de la gamme et à un degré beaucoup moins important.

Certains commutateurs permettent d'utiliser le schéma par aiguillage, tout en court-circuitant les bobinages non utilisés.

246. Qualités des commutateurs. — a) *Contacts.* Les commutateurs utilisés en radioélectricité doivent fournir de bons contacts et présenter des capacités aussi réduites que possible. Il ne peut être question de passer en revue toutes les réalisations industrielles de commutateurs. Nous devons nous borner ici aux généralités.

Le commutateur est inséré dans le circuit oscillant. Si la résistance de contact n'est pas absolument négligeable, on observera naturellement une augmentation de l'amortissement. D'ailleurs, dans cette occurrence, on constatera souvent que la résistance de contact est variable, ce qui se traduira par des bruits parasites.

La mesure de la résistance des contacts peut se faire en courant continu. On fait passer, sous basse tension, une intensité assez importante et connue et on mesure la chute de tension entre les contacts. Notons que cette épreuve doit être faite en manière d'expérience. Elle fait évidemment chauffer les éléments du commutateur, ce qui a pour effet de faire perdre l'élasticité aux lames et le commutateur ainsi éprouvé n'est plus guère utilisable. Cet essai ne peut d'ailleurs donner qu'une indication

générale. La résistance en haute fréquence peut être considérable, alors que la résistance en courant continu paraît acceptable.

Un moyen meilleur est de placer le commutateur dans un circuit oscillant de résistance connue et de mesurer l'augmentation de résistance effective apportée par l'introduction du commutateur. Le procédé du dynatron [1] se prête très facilement à cette vérification.

D'une manière générale, les commutateurs utilisant des contacts *glissant* l'un sur l'autre doivent être préférés aux commutateurs dont les contacts viennent simplement s'appuyer l'un sur l'autre. Les premiers

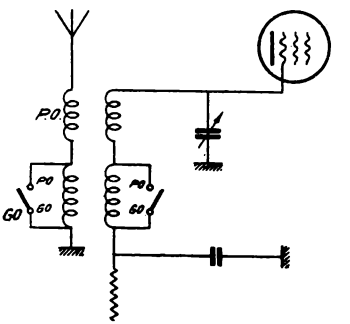


Fig. 200 *bis*.

sont dits *auto-nettoyants*, parce que le glissement chasse les poussières ou même la couche d'oxyde qui tend à se produire à la surface des métaux.

Les contacts des commutateurs sans glissement doivent être obligatoirement réalisés avec des métaux non oxydables ou, tout au moins, dont l'oxyde est un bon conducteur (argent).

b) *Capacités.* — Les divers éléments du commutateur doivent présenter une capacité aussi réduite que possible, non seulement par rapport à la masse, mais encore entre eux :

1) La capacité par rapport à la masse des différents points vient s'ajouter aux différentes capacités parasites. C'est un inconvénient relativement peu important.

2) La capacité entre les points comme x et y (fig. 200) joue déjà un rôle plus néfaste. Elle produit un couplage statique entre les différents bobinages.

Enfin, la capacité entre a et b peut amener des conséquences encore plus graves. Dans le schéma de la figure 200, ces deux points sont l'an-

1. Voir tome III, paragraphe n° 126.

tenne et la grille d'entrée. La présence d'une capacité est ici sans grande importance. Mais il n'en serait pas de même, s'il s'agissait, par exemple, de l'antenne et de la plaque du tube préamplificateur. La capacité parasite pourrait provoquer des oscillations spontanées du récepteur.

S'il s'agissait d'une électrode d'oscillation du tube changeur de fréquence, la capacité parasite pourrait amener un rayonnement indésirable par l'antenne.

Pour éviter ces inconvénients, les différentes sections du commutateur sont, en général, largement écartées. De plus, on prévoit souvent, entre elles, une cloison métallique servant de blindage.

247. Autres qualités du commutateur. — L'isolant qui sert au montage du commutateur doit être à très faibles pertes.

La manœuvre doit être aussi douce que possible et un enclanchement doit être prévu pour que le passage d'une gamme à l'autre se fasse avec sécurité, sans qu'il soit possible d'arrêter le commutateur dans une position intermédiaire.

Les différents éléments doivent résister à l'usure.

Positions	Points du schéma correspondant à un aiguillage												
	I	II	III	IV	V	VI(-i)	VII	VIII	IX	Masse			X(= G)
1				G	H			Y	Q	W	II	S	F
2	P	A	J	III	i	M	T	U			D		
3	P	B	K	III	i	N	T	U			E		
4	P		L	III	i	O	T	U					
5	P		J	III	i		T	V					

Fig. 200 *ter.* — Les joints commutés avec le point d'aiguillage ou *commun* sont indiqués en regardant chaque position.

Les commutateurs dits « à touches » permettent, mieux que les contacteurs rotatifs, l'enclenchement franc de la position « contact » et le verrouillage mécanique des commandes non manœuvrées ; de plus, chaque poussoir ne peut être mis en position sans débloquer celui qui était précédemment enclenché.

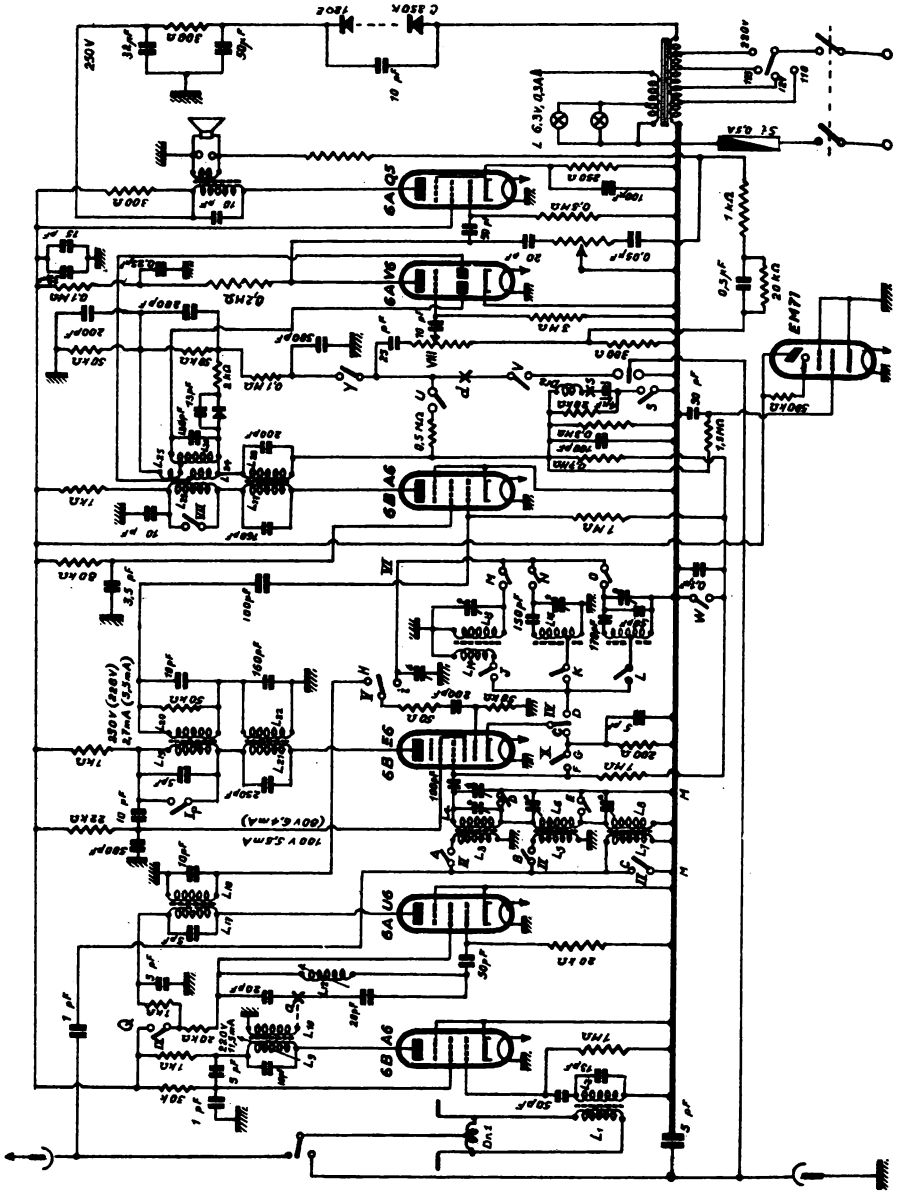


Fig. 201. — Schéma d'un récepteur allemand Lorenz ; un contacteur à 5 positions établi selon la figure 200 *bis* assure toutes les commutations de gammes d'ondes, AM-FM et phono.

La meilleure méthode pour analyser le fonctionnement d'un commutateur donné avant de le brancher est d'établir un circuit pile-rhéostat-milliampèremètre, d'y intercaler successivement les différentes touches de contact, et de relever les commutations établies pour chaque position du contacteur.

Un tableau comme celui de la figure 200 *ter* montre ce relevé qui permet ensuite une adaptation facile du contacteur au schéma des circuits.

CHAPITRE XI

Haut-Parleurs.

248. Généralités. — Avant d'aborder l'étude de ce chapitre, il est indispensable de bien connaître les notions d'acoustique qui ont été exposées dans le tome I[1] de cet ouvrage.

Le haut-parleur est un transformateur d'énergie. Il est chargé de convertir l'énergie électrique fournie par l'étage final de l'amplificateur en énergie acoustique.

Cette énergie acoustique est rayonnée dans l'air ambiant sous forme *d'ondes de pression, ou vibrations sonores,* dont les fréquences doivent s'étendre dans le domaine entier des sons audibles. Pour obtenir une reproduction idéale, il faut que le système puisse transmettre, avec la même efficacité, les fréquences comprises entre 30 et 15 000 hertz. Toutefois, pratiquement, l'audition pourra être considérée comme convenable si elle comporte toutes les fréquences comprises entre 60 et 8 000 hertz . La distorsion ne pourra être perceptible que pour certaines oreilles très exercées, quand il s'agira de la reproduction de certains *bruits* (tintements de clés, bruits d'applaudissements, bruits d'ailes de certains insectes, etc...). La modulation des émetteurs de radio-diffusion s'étend généralement entre 80 ou 100 et 5 000 hertz . S'il s'agissait seulement de la reproduction de la parole, la bande de fréquences pourrait être considérablement rétrécie. C'est le cas du téléphone ordinaire qui ne transmet guère que les fréquences comprises entre 500 et 2 500 hertz . Il est juste d'ajouter que le téléphone, s'il procure l'intelligibilité de la parole, est inapte à reproduire exactement le timbre d'une voix. C'est grâce à l'habitude qu'on est capable de *reconnaître* la voix d'un correspondant.

La déformation introduite par un système reproducteur, ou *distorsion,* s'évalue par le rapport entre l'amplitude des vibrations harmoniques produites et l'amplitude du son fondamental. L'expérience montre que cette méthode est assez grossière. L'oreille tolère beaucoup plus facile-

1. Tome I, chapitre XVIII à XXI (quatrième partie).

ment les harmoniques pairs que les harmoniques impairs. Une distorsion de 5 % causée par des harmoniques pairs passera souvent inaperçue, alors que le même taux sera insupportable s'il est relatif aux harmoniques 3, 5 ou 7. Cette question sera étudiée de nouveau dans les chapitres consacrés aux amplificateurs.

249. Haut-parleur électrodynamique. — Aujourd'hui, le haut-parleur électrodynamique est presque universellement utilisé dans tous les récepteurs de radiodiffusion.

Il est constitué par une bobine cylindrique, solidaire d'un cône rigide de papier, suspendu élastiquement (fig. 202.).

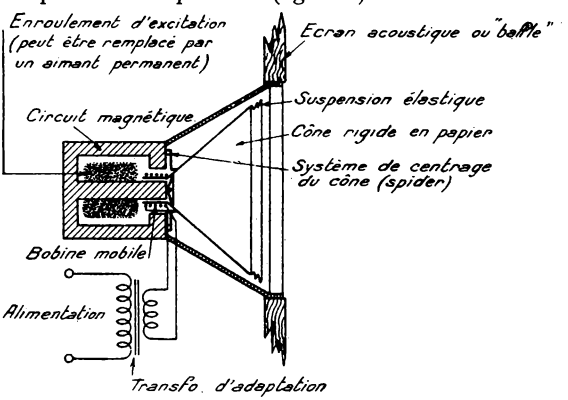


Fig. 202.

L'ensemble peut se mouvoir parallèlement à lui-même, grâce à une suspension périphérique souple et à un *spider* qui assure le centrage. Ce spider, constitué généralement par une pièce découpée, de carton ou de toile bakélisé, peut être placé en avant ou en arrière du cône. Le système mobile, tout en demeurant parfaitement centré, doit pouvoir subir des déplacements importants; la force de rappel doit être aussi réduite que possible.

La bobine se déplace dans un entrefer où règne un champ magnétique radial, aussi intense que possible. Ce champ peut être créé par une bobine d'excitation, traversée par un courant continu ou par un aimant permanent.

Le flux coupé par les spires de la bobine mobile doit être constant, même dans les déplacements de plus grande amplitude. On peut avoir recours aux artifices *a* ou *b* de la fig.202*bis*. Le système *a* donne une intensité de champ plus grande. Par contre, l'effort produit par la réaction

du champ sur les courants n'est appliqué qu'aux spires placées dans le champ, c'est-à-dire sous les masses polaires.

Le système *b* obvie à cet inconvénient. Toutefois, il faut disposer au total d'un flux magnétique plus important. Le système *a* est le plus répandu. Il semble pourtant que le système *b* ait pour lui des avantages non négligeables.

Le principe même exige l'emploi d'une bobine mobile très légère et très mince. Elle ne peut donc comporter qu'un nombre de spires assez

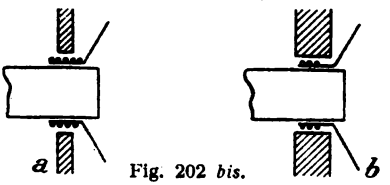


Fig. 202 *bis*.

réduit. Son impédance est très faible, elle ne dépasse généralement pas 15 ohms à 1.000 cycles/seconde.[1] L'impédance optimum de l'étage final est toujours de beaucoup supérieure à ce chiffre. Elle est de 7.000 ohms pour des tubes très couramment utilisés. Il est donc indispensable d'intercaler un transformateur d'adaptation entre l'étage final et la bobine mobile. Les qualités de ce transformateur seront étudiées dans le chapitre consacré à l'étage final.

L'action du cône est complétée par un écran acoustique ou « baffle » dont le rôle est de séparer les vibrations produites par les faces avant et arrière du cône. Nous reviendrons plus loin sur son rôle exact.

250. Fonctionnement. — L'application des lois de l'électromagnétisme montre que la bobine est soumise à une force parallèle à son axe, quand l'enroulement est traversé par un courant. Si le courant est sinusoïdal la force est alternative et le cône effectue un mouvement vibratoire, de part et d'autre de sa position d'équilibre.

Les facteurs qui s'opposent au mouvement du cône sont :

a) masse du cône et de la bobine;

b) force de rappel du système mobile;

c) action de l'air.

La seule action utile est la dernière. C'est le travail de cette fraction d'énergie qui produit les vibrations sonores.

La force de rappel du système mobile est déterminée par la suspension élastique périphérique et, surtout, l'élasticité du spider.

1. On réalise cependant des bobines mobiles d'impédance 400 ohms pour les haut-parleurs utilisés sans transformateur d'adaptation, grâce à un montage amplificateur dont la sortie ne demande qu'une impédance de charge de quelques centaines d'ohms.

Une partie importante de l'énergie électrique est perdue dans les circuits, soit par effet Joule, soit par courants de Foucault.

Pendant le fonctionnement, le déplacement de la bobine mobile dans le champ magnétique induit des tensions dans l'enroulement. Celles-ci se composent avec les tensions d'alimentation. Il en résulte ce fait que l'impédance de la bobine mobile dépend *du mouvement de cône et, indirectement, du champ d'excitation.* On trouvera des chiffres différents en mesurant l'impédance du haut-parleur quand le cône est libre de vibrer ou quand il est, au contraire, bloqué par un moyen quelconque.

Le système mobile présente une ou plusieurs fréquences de résonance. Celles-ci se traduiront par une augmentation de l'impédance effective de la bobine, et par conséquent de l'impédance introduite dans le circuit anodique du tube final [1]. Tous ces facteurs concourent, dans la reproduction, à l'exagération de la bande de fréquence correspondant à la résonance.

Les vibrations sonores représentent une certaine énergie qui est *rayonnée* dans l'air ambiant. On peut définir une *résistance de radiation* du cône dont l'expression est analogue à la résistance de radiation d'une antenne.

Cette résistance de radiation, représentant le travail utile, est proportionnelle au diamètre du cône. Elle varie aussi avec la fréquence. Cette seconde loi de variation est beaucoup plus complexe.

251. Reproduction des fréquences basses. — Dans l'étude théorique du haut-parleur on admet que, pour les fréquences basses, c'est-à-dire inférieures à 1000 hertz, le cône se déplace tout d'une pièce, à la manière d'un piston qui pousse l'air devant lui. Il est à peu près certain que cette conception n'est qu'une approximation assez grossière, et que le mouvement de la membrane est beaucoup plus complexe, dès que la fréquence dépasse quelques dizaines de périodes.

Toutefois, les résultats prévus par cette théorie simple ne s'écartent pas notablement de ceux qu'on observe. Si l'on admet cette simplification, on peut montrer que la résistance de radiation est inversement proportionnelle au carré de la fréquence, tant que le diamètre du diaphragme est petit, par rapport à la longueur d'onde acoustique.

Il résulte de cela que, pour rayonner une puissance acoustique constante, c'est-à-dire transmettre une puissance constante à la résistance de radiation, *il faut que l'amplitude du mouvement croisse d'une manière inversement proportionnelle au carré de la fréquence.* Cette observation montre

1. Voir plus loin, fig. 255.

le gros avantage des cônes de grand diamètre pour la reproduction des fréquences basses.

Prenons un exemple précis. Soit à rayonner une puissance modulée de 1 watt. Si le diamètre du cône est de 20 centimètres, l'amplitude totale, pour transmettre cette puissance, à la fréquence de 32 hertz serait de 4,6 cm . C'est donc pratiquement impossible. A l'octave supérieur, soit 64 périodes, l'amplitude du mouvement serait de 1,15 cm, ce qui est encore considérable.

On peut donc dire qu'il est impossible de reproduire les fréquences inférieures à 100 hertz avec un cône dont le diamètre utile est inférieur à 20 centimètres.

Pour renforcer l'audition des fréquences basses, on détermine les différents facteurs du système mobile de telle sorte que la fréquence propre corresponde précisément au registre grave. Mais cet effet n'est obtenu qu'au détriment de la qualité générale. Toute modification rapide d'intensité (transitoire) aura pour effet de faire résonner le cône et, en conséquence, se traduira par une distorsion.

Si l'amplificateur est équipé avec des tubes à faible résistance interne, la résonance du système mobile peut être complètement masquée grâce à l'amortissement apporté par les tubes. C'est là un des majeurs avantages des tubes triodes. En effet, la résistance interne des tubes triodes de puissance est, en général, inférieure à 1.000 ohms. L'amortissement apporté est donc considérable. L'emploi correct de certains montages à contre-réaction permet d'obtenir sensiblement le même effet, tout en utilisant des tubes penthodes.

252. Reproduction des fréquences plus élevées. — Pour les fréquences supérieures à 1 000 hertz , la simplification énoncée plus haut est tout à fait inacceptable. Le mouvement de la bobine mobile se propage suivant des ondulations qui partent du sommet du cône pour aller vers la périphérie. Pour certaines fréquences, des systèmes d'ondes stationnaires se dessinent le long du cône, les ventres et les nœuds étant généralement placés le long des sections droites. De plus, des résonances secondaires se manifestent : résonance du spider, par exemple. Le fonctionnement devient extrêmement complexe. On peut observer assez facilement ce fait important que la *surface vibrante du cône diminue quand la fréquence augmente.* Expérimentalement, on constate alors que pour toutes les fréquences correspondant à une demi-longueur d'onde acoustique inférieure au diamètre du cône, la résistance de radiation est très sensiblement indépendante de la fréquence. Il y a donc intérêt à cons-

truire le cône de telle sorte que la partie vibrante diminue quand la fréquence augmente.

Enfin, pour les fréquences très élevées, la masse de la bobine et du cône est telle que l'amplitude du mouvement devient nulle. On ne peut élever cette limite supérieure qu'en allégeant le cône et, en général, tous les éléments qui participent au mouvement.

253. Effet directif et fréquence. — Pour les fréquences basses, l'énergie acoustique est rayonnée d'une manière à peu près régulière dans tout l'angle solide couvert par le cône. Mais, pour les fréquences les plus élevées, l'énergie tend à se concentrer dans l'axe.

Cet effet apparaît très nettement sur la courbe (fig. 203) qui est relative à un haut-parleur de qualité tout à fait exceptionnelle, corrigé par un dispositif à contre-réaction.

L'effet directif est déjà nettement perceptible au-dessous de 1 000 hertz. Il correspond à une atténuation de 10 décibels à 1 500 hertz et il dépasse 30 décibels à 3 000 hertz.

On peut corriger cet inconvénient par différents moyens. L'un des plus simples consiste à placer un pavillon ou cône de petites dimensions dans l'axe même du cône (cône antidirectif). On peut aussi prévoir deux planchettes inclinées à l'avant du baffle (coulisses acoustiques).

254. Action et nécessité du baffle. — Il est évident que si le cône produit une compression de l'air en avant, il provoque une raréfaction en arrière et inversement. Les vibrations sonores ainsi produites sont donc décalées de 180° ou en opposition de phase. En un point de l'espace, voisin de la périphérie, elles s'annulent donc tout simplement. C'est pour cette raison que le cône seul est inapte à rayonner des sons dont la fréquence est assez basse. Il en est autrement, en effet, pour les fréquences plus élevées qui, ainsi que nous l'avons vu, sont rayonnées surtout par les portions du cône qui sont voisines de la bobine mobile.

Pour parvenir en un point de l'espace situé en avant, ces vibrations sonores sont contraintes à parcourir une distance bien supérieure à une demi-longueur d'onde. Elles subissent de nombreuses réflexions qui introduisent des différences de phases. Il en résulte que leur action peut s'ajouter à celle des vibrations produites par la face avant. C'est exactement ce que révèle l'expérience. Le cône seul ne peut produire efficacement que des vibrations dont la demi-longueur d'onde acoustique est du même ordre de grandeur que les dimensions du cône. Les fréquences plus basses subissent un véritable court-circuit acoustique.

Pour que leur rayonnement soit possible, il faut séparer les vibrations produites par la face avant de celles que produit la face arrière. C'est le rôle du *baffle* qui est un écran en matière insonore : bois, cellotex, mur, etc...

Le diamètre du baffle doit être de l'ordre de la demi-longueur d'onde de la plus basse fréquence qu'il s'agit de rayonner. Remarquons, en passant, que les baffles habituellement utilisés ont des dimensions très nettement trop petites pour les basses fréquences acoustiques.

S'il s'agit de rayonner une fréquence de 50 hertz, le diamètre de l'écran doit être de :

$$\frac{340}{50 \times 2} \text{ ou } 3{,}1 \text{ m}$$

Pour rayonner efficacement toutes les fréquences acoustiques, il faudrait prévoir un baffle infiniment grand. Cette condition est pratiquement remplie lorsque le haut-parleur est encastré dans une cloison qui sépare deux pièces.

Mais, si l'on considère la face avant seulement, il est certain que la moitié de l'énergie acoustique est perdue.

Dans les récepteurs de radio. il ne peut être question de prévoir un baffle de très grandes dimensions. C'est l'ébénisterie qui remplit cette mission. Mais il s'agit souvent là d'un espace plus ou moins clos, de dimensions bien définies. La masse d'air ainsi enfermée possède une fréquence propre et son action se répercute naturellement sur la courbe de réponse du haut-parleur.

On obtient approximativement l'effet d'un baffle infini en fermant complètement l'arrière de l'ébénisterie. Tout se passe pratiquement comme si l'on avait ajouté une raideur supplémentaire au système mobile. Pour éviter l'action de résonance, on peut garnir l'intérieur de la boîte de matériaux absorbants (feutre, cellotex, etc...).

L'emploi d'un labyrinthe acoustique est une solution meilleure. C'est un conduit, au contour assez long et plus ou moins compliqué, qui, partant de la cavité arrière, vient déboucher sur la face avant.

Si les dimensions en sont bien déterminées, les changements de phase sont tels que les deux vibrations sont en concordance de phase à l'avant et ajoutent ainsi leur action.

L'emploi d'un tel dispositif suppose une ébénisterie de grandes dimensions.

1. De plus l'emploi d'un de ces « baffles » trop régulier n'est pas souhaitable : il en résulterait la production d'ondes stationnaires en certains points. Dans le cas d'utilisation d'un baffle circulaire, par exemple, il ne faudrait pas placer le haut-parleur exactement au centre, mais le décaler largement.

255. Caractéristique de fréquence. *Emploi de plusieurs haut-parleurs.* — La réalisation d'un haut-parleur parfait est très difficile. Pour la reproduction des fréquences basses, il faut nécessairement un cône de grand diamètre, donc d'un poids relativement grand. Par contre, la limite supérieure des fréquences transmises est fixée par le poids du système mobile. Les deux conditions sont donc nettement antagonistes. On tourne partiellement la difficulté par l'artifice déjà indiqué : le cône ne vibre pas en entier pour la reproduction des fréquences élevées. Pour obtenir ce résultat il faut étudier avec le plus grand soin la réalisation du diaphragme, la texture des matériaux utilisés, etc....

On a proposé l'emploi de deux bobines mobiles accouplées par un intermédiaire élastique. Pour les fréquences basses, les deux bobines, montées en série, agissent comme un seul enroulement. Pour les fréquences très élevées, la bobine la plus lourde demeure pratiquement inerte alors que l'autre entraîne le cône. Cet artifice permet d'étendre très notablement la courbe de réponse vers l'aigu (une octave).

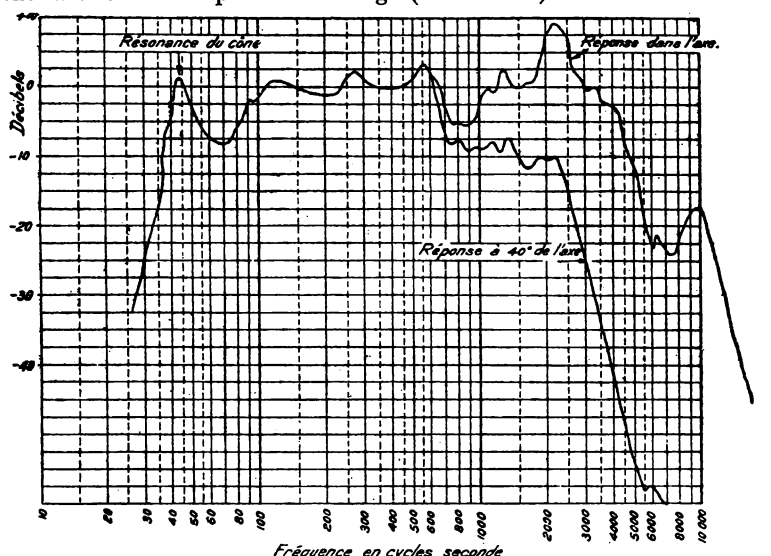


Fig. 203.

Le haut-parleur, dont la caractéristique est donnée fig. 203, a une seule bobine. Le cône mobile, relativement lourd, a un diamètre de 27 centimètres. Il est suspendu à la périphérie par une étoffe très souple en tissu caoutchouté.

La force de rappel du système mobile est très faible. Le spider, ainsi

que la fixation du cône, permettent des déplacements de très grande amplitude.

Nous répétons qu'il s'agit là d'un haut-parleur d'exceptionnelle qualité. La caractéristique s'étend pratiquement de 40 hertz à 4 500 ou 5 000 hertz (dans l'axe). En dehors de l'axe du HP, la limite supérieure est à peine supérieure à 2 500 hertz . On peut pratiquement négliger toutes les petites irrégularités qui sont dues à des réflexions sur les parois du laboratoire d'expérience. A l'air libre, beaucoup de ces irrégularités disparaîtraient.

D'ailleurs, pour les mêmes raisons, la courbe de réponse serait différente à une distance différente.

La caractéristique de reproduction d'un haut-parleur de plus petit diamètre : 15 centimètres par exemple, accuserait une radiation bien meil-

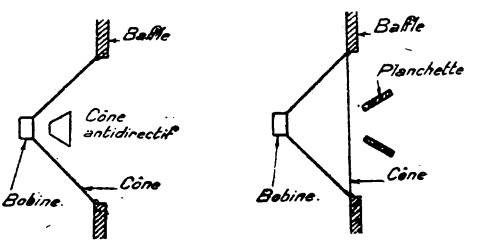


Fig. 204.

leure des fréquences supérieures à 2 000 hertz . Par contre, la reproduction des fréquences inférieures à 500 hertz serait pratiquement inexistante.

Un moyen d'améliorer la reproduction, c'est donc d'utiliser deux haut-parleurs : un de grand diamètre pour les fréquences basses, et un autre de petit diamètre, pour les fréquences élevées.

Il conviendra d'étudier avec soin la manière d'associer les deux haut-parleurs pour que l'impédance extérieure de l'ensemble corresponde à la charge normale de l'étage final.

Un bon moyen est de prévoir un seul transformateur d'adaptation dont le secondaire est calculé pour alimenter les deux bobines en parallèle. Il est souvent indispensable de coupler le haut-parleur « aigu » par l'intermédiaire d'un condensateur d'assez faible capacité. Dans les installations soignées, on peut aussi prévoir un véritable filtre passe-haut.

Lorsque les deux haut-parleurs sont montés sur un unique baffle il est nécessaire que les mouvements des cônes soient en phase. Sinon les

vibrations produites seraient naturellement en opposition de phase et il en résulterait une diminution d'amplitude des notes basses.

Haut-parleurs à pavillon.

256. Généralités. — L'impuissance d'un petit diaphragme à la reproduction des fréquences basses est due à ce fait que la « charge » imposée par l'air est trop faible. On peut exactement comparer cette charge à une impédance. Pour adapter deux impédances différentes, on utilise un transformateur de couplage. C'est le cas d'un tube final et

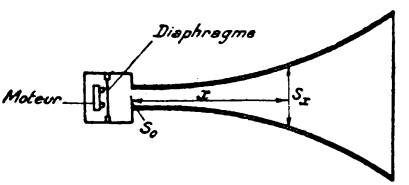


Fig. 205.

de la bobine mobile d'un haut-parleur. Le pavillon d'un *haut-parleur n'est pas autre chose qu'un transformateur acoustique intercalé entre un petit diaphragme et l'air extérieur.*

Trois facteurs principaux déterminent le fonctionnement d'un pavillon :

a) sa longueur;
b) le diamètre de l'ouverture;
c) la loi d'expansion.

Pour que le pavillon se comporte sensiblement de la même manière

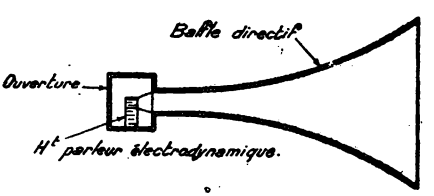


Fig. 206.

pour toutes les fréquences, il est nécessaire que la loi d'expansion soit de la forme :

$$S_x = S_0 e^{Bx}$$

S_x = section à la distance x comptée à partir du commencement du pavillon (fig. 205).

e = 2 718 (base des logarithmes népériens).

B = constante déterminant la loi d'expansion ainsi que la fréquence de coupure [1].

S_0 = section à l'entrée.

La section à l'entrée détermine la charge acoustique sur la membrane [2].

La section à la sortie détermine la plus basse fréquence qui peut être transmise sans que des résonances parasites interviennent dans la colonne d'air. On admet que ces résonances sont négligeables pour toutes les fréquences pour lesquelles $\frac{\lambda}{4}$ est inférieure au diamètre de la section de sortie.

La constante B, déterminant la loi d'expansion, fixe la longueur du pavillon, pour une section de sortie déterminée.

Il y a avantage à choisir une section d'entrée aussi réduite que possible. On amortit ainsi le système moteur. Toutefois, le mouvement violent des molécules d'air peut se traduire par des pertes par frottements si la section est trop petite, pour une puissance donnée. D'autre part, le choix d'une petite section amène nécessairement une longueur plus grande du pavillon, si l'on se fixe une certaine section de sortie.

257. Résultats donnés par les haut-parleurs à pavillon. — Les indications sommaires, données plus haut, permettent de constater qu'un haut-parleur à pavillon doit avoir des dimensions considérables si l'on désire transmettre les plus basses fréquences acoustiques. On arriverait à une longueur de plusieurs mètres et à une section à l'ouverture de plusieurs mètres-carrés. On trouverait, par exemple, D = 1,50 m pour une fréquence limite inférieure de 50 hertz

Même en enroulant le pavillon sur lui-même, il n'est pas possible de prévoir un tel dispositif dans un récepteur de radio du type courant.

Un large pavillon a un effet directif qui concentre plus ou moins l'énergie acoustique le long de l'axe, suivant la fréquence. C'est pour cette raison qu'on est souvent amené à cloisonner l'intérieur du pavillon.

Le rendement acoustique d'un haut-parleur à pavillon est très supérieur à celui d'un haut-parleur à baffle. Par *rendement* il faut entendre

1. Cette fréquence de coupure est donnée par f = 2 730 B ; l'efficacité baisse très rapidement au-dessous de f = 4 000 B.
2. Cette charge est de 41,5 *ohms mécaniques* par cm².

le rapport entre la puissance électrique modulée fournie par l'étage final à l'énergie acoustique produite.

Le rendement d'un haut-parleur à baffle est au maximum de l'ordre de 5 à 8 %, alors que celui d'un haut-parleur à pavillon peut dépasser 30 % et même, quand il est spécialement bien construit, atteindre 50 %.

258. Baffle à effet directif. — Dans l'usage courant pour la transmission de musique, de discours (Public-Adress), on remplace souvent le « baffle » plan des haut-parleurs électrodynamiques par un petit pavillon qui joue alors le rôle d'un véritable *baffle directif*.

Le haut-parleur est enfermé dans une boîte qui le protège en même temps contre les intempéries. La cavité ainsi constituée peut être complètement close — ce qui a pour effet d'augmenter la force de rappel effective du système mobile aux fréquences basses. — Elle peut aussi être légèrement ouverte. Enfin, elle peut être garnie de matériaux absorbants.

La charge ajoutée au diaphragme n'est pas négligeable, bien que la section à l'entrée soit généralement égale à celle du cône. Il en résulte une augmentation du rendement acoustique qui peut ainsi être facilement triplé.

259. Moteurs électromagnétiques. — Aujourd'hui, tous les récepteurs sont pratiquement équipés par des haut-parleurs électrodynamiques. Mais, pendant très longtemps, on ne connut guère que les moteurs

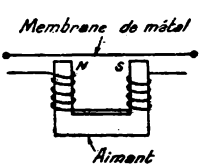


Fig 207.

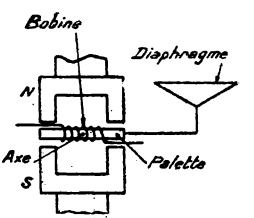


Fig. 208.

électromagnétiques. Le plus simple, et le premier en date, est l'écouteur téléphonique [1], que nous avons schématisé (fig. 207).

Il comporte, en principe, un aimant placé à une faible distance d'une armature vibrante qui peut être la membrane elle-même, et un ou deux enroulements bobinés sur les pièces polaires de l'aimant.

Le principal inconvénient du système est son manque de symétrie.

1. Voir tome I, chapitre XXII.

Le champ dans lequel se meut la membrane ou l'armature varie au cours d'une vibration. Si l'enroulement est alimenté en courant sinusoïdal, les alternances d'un certain sens produiront des déplacements supérieurs à ceux de l'autre sens. Il y aura donc distorsion. Il y a d'ailleurs beaucoup d'autres causes de déformation : saturation de la membrane, action des résonances, etc.

Le moteur à palette équilibrée, ou moteur symétrique, est bien préférable (fig. 208). Une palette de fer doux, placée dans l'axe d'une bobine, est exactement équilibrée dans un champ magnétique. Normalement, elle n'est parcourue par aucun flux tant que la bobine n'est parcourue par aucun courant. L'application des lois de l'électromagnétisme montre que l'action d'un courant est de faire pivoter la palette sur son axe, dans un sens ou dans l'autre, suivant le sens du courant. Le mouvement est, cette fois, parfaitement symétrique.

Ce principe a été utilisé dans un grand nombre de réalisations.

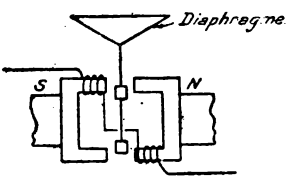


Fig. 209.

L'inconvénient principal de ces dispositifs est que les mouvements de grande amplitude sont impossibles. Il faudrait en effet, augmenter l'entrefer. Mais cette opération aurait pour résultat une diminution de l'intensité de champ et, par conséquent, de la sensibilité. La reproduction des fréquences les plus basses est donc forcément compromise.

Les moteurs dits « magnéto-dynamiques » dont le principe est donné (fig. 209) échappent en partie à cette objection [1].

Deux petites masses de fer doux M sont portées par une tige, avec un écartement différent de l'écartement des deux masses polaires. L'action des courants dans les bobines a pour effet d'augmenter le champ dans un entrefer tandis qu'il est réduit dans l'autre. Au repos les masses M sont sollicitées par des forces antagonistes égales. Mais il n'en est plus de même quand il y a un courant dans les enroulements.

260. Moteurs électrostatiques, piezo-électriques, etc... — Il existe aussi des moteurs électrostatiques utilisant la force qui naît entre deux armatures électrisées.

1. En partie, seulement, la limitation de l'amplitude est alors d'origine magnétique.

261. Essais des haut-parleurs. Courbe de réponse. — Nous avons déjà indiqué dans les chapitres précédents quelques essais qu'il est intéressant d'effectuer sur les haut-parleurs : mesure de l'impédance effective, mesure de l'angle de phase, etc....

On peut mesurer approximativement le rendement acoustique de la manière suivante :

On alimente le haut-parleur à l'aide d'un générateur à fréquence musicale et on mesure l'impédance sans excitation ou, encore, en bloquant la bobine mobile de telle sorte qu'aucun mouvement ne soit possible.

Puis on fait la même mesure dans les conditions normales. Il est évident que le supplément d'énergie absorbé représente grossièrement l'énergie transformée en énergie acoustique.

Le relevé de la courbe de réponse est une mesure délicate. Il faut utiliser un ensemble microphone-amplificateur dont le gain soit indépendant de la fréquence. Un microphone électrostatique étalon, employé dans un local non réverbérant, permet de remplir cette condition. On alimente le haut-parleur sous tension, ou puissance constante, en courant musical et on mesure les tensions développées aux bornes du microphone.

Il existe d'ailleurs des dispositifs automatiques permettant d'obtenir le tracé complet en quelques secondes sur un écran ou un tambour enregistreur. Le principe demeure le même.

Ces appareils sont assez compliqués et coûteux. On ne peut en envisager l'emploi que dans les usines de grande production.

La courbe de réponse du haut-parleur varie avec le local où s'effectue la mesure, la distance entre microphone et haut-parleur, les dimensions et forme du baffle, etc...

APPENDICE DU CHAPITRE XI

Impédance motionnelle.

Au cours du fonctionnement la bobine mobile coupe les lignes de force du champ d'excitation. Il en résulte une *force électromotrice* induite qui se compose géométriquement avec la force électromotrice fournie par le secondaire du transformateur d'adaptation. Le mouvement vibratoire du système mobile a donc, comme conséquence, une modification des courants dans le circuit. Tout se passe donc comme si une impédance apparente, ou *impédance motionnelle* venait se composer avec l'impédance normale de la bobine.

Beaucoup d'auteurs semblent confondre l'impédance résultante et l'impédance motionnelle proprement dite. Les deux notions sont pourtant essentiellement différentes.

CHAPITRE XII

Pick-up. Enregistreurs. Tourne-disque.

262. Généralités. — L'utilisation d'un lecteur électrique, ou *pick-up*, pour la reproduction des disques présente de nombreux avantages sur les procédés de reproduction directe. Tout d'abord, l'amplification électrique permet d'obtenir une puissance acoustique aussi grande qu'il est nécessaire.

Nous avons déjà exposé [1] que l'enregistrement sur disque imposait nécessairement la réduction d'amplitude des fréquences les plus basses (au-dessous de 250 hertz). Par une construction spéciale de l'amplificateur, il est possible de redonner à ces sons graves l'amplitude qu'ils avaient dans l'audition originale.

Enfin, la puissance acoustique produite n'est pas directement empruntée à la matière fragile du disque. Elle est prise au secteur électrique, par l'intermédiaire de l'amplificateur. Il est donc possible de diminuer considérablement l'usure, en réduisant l'énergie prélevée par le système mobile.

Toutefois, tous ces avantages ne peuvent être atteints que dans certaines conditions bien définies que nous précisons plus loin.

263. Principe des pick-up. — Les lecteurs phonographiques les plus fidèles, mais fournissant un assez faible signal, sont du type électromagnétique. Leur schéma de principe est précisément celui de la fig. 208. Ce moteur de haut-parleur, exactement comme une dynamo électrique, est *réversible*. Si l'on alimente l'enroulement en courant musical, la palette produit des vibrations de même fréquence. Inversement, si l'on impose des vibrations à la palette, on recueille des courants téléphoniques de même fréquence, entre les extrémités de l'enroulement.

Un lecteur électro-magnétique comportera donc l'ensemble indiqué (fig. 208), à cette différence près que la palette portera une aiguille au lieu d'entraîner un diaphragme.

Pour éviter le collage de la palette, il faut prévoir un dispositif ramenant

1. Voir tome I, paragraphe n° 346.

normalement le système mobile dans l'axe de repos. On confie généralement ce rôle à des tampons de caoutchouc opposant une résistance au mouvement de plus en plus grande à mesure qu'on écarte davantage la palette. En même temps, on amortit considérablement le système mobile et on supprime l'effet des résonances mécaniques. Mais cet amortissement a aussi pour effet de diminuer la sensibilité.

Dans certains lecteurs de précision, l'amortissement est obtenu à l'aide de véritables freins à huile.

264. Pick-up utilisant d'autres principes. — Il existe aussi des pick-up piezo-électriques. Ils sont extrêmement simples. Un cristal de sel de Seignette[1] a été taillé en une lame assez mince et les mouvements de l'aiguille ont pour effet de produire des compressions sur les faces du cristal.

Il en résulte l'apparition de charges électriques qui sont recueillies par des électrodes généralement constituées par des feuilles d'étain.

Ce procédé permet de réaliser des « pick-up » extrêmement légers.

On a également fabriqué des pick-up électro-statiques et électro-dynamiques. Ces derniers, comme les pick-up électromagnétiques soignés, sont susceptibles de fournir une bande passante très étendue.

265. Qualités des pick-up. — On exige généralement d'un bon pick-up une courbe de transmission indépendante de la fréquence, sauf aux deux extrémités de la gamme usuelle. En effet, il y a intérêt à augmenter le rendement pour les fréquences basses; on compense ainsi dans une certaine mesure l'inévitable déficience de l'enregistrement. Quant à l'autre extrémité, on considère généralement qu'une courbe régulière est désirable jusqu'à 10 ou 12 000 hertz, depuis les progrès du disque microsillon, dont le bruit de surface est très réduit par rapport aux anciens disques à 78 tours.

L'usure du disque doit être réduite au minimum. On obtient ce résultat en diminuant à l'extrême l'inertie effective du système mobile. La palette est très légère et la force de rappel aussi petite que possible. Dans tous les modèles, depuis l'avènement du microsillon, l'aiguille d'acier a été remplacée par une pointe de saphir ou de diamant qui est pratiquement inusable.

L'usure se manifeste sur la pointe de lecture avant de se manifester sur le disque, qui est alors abîmé par le biseau créé sur la pointe, demi-sphérique à l'état neuf.

1. Ou une céramique au titanate de baryum.

Le poids effectif sur le disque peut être d'autant plus réduit que l'inertie des pièces en mouvement est plus faible.

En même temps qu'on réduit le poids de la palette on favorise la reproduction des fréquences élevées.

La tension fournie doit être telle que l'amplification normale d'un récepteur de radiodiffusion soit suffisante pour obtenir une audition convenable. Cette condition suppose que les tensions fournies par le lecteur, au besoin complété d'un préamplificateur, soient de plusieurs dixièmes de volt.

Seuls les pick-up piézoélectriques, moins fidèles, mais puissants, y parviennent sans préamplificateur.

Pour qu'il n'y ait point distorsion, il est nécessaire que les tensions fournies par deux élongations égales de la palette, mais de signe contraire, soient égales. Cela suppose que la palette est bien centrée dans l'entrefer et que les forces de rappel soient égales des deux côtés.

266. Tourne-disque. — Le mouvement régulier du plateau tourne-disque est généralement obtenu à l'aide d'un moteur électrique. Le système le plus répandu utilise un moteur synchrone à condensateur ou un moteur asynchrone, entraînant le plateau tangentiellement par un jeu de galets.

Le plateau porte-disques forme volant d'inertie.

Il est indispensable que le mouvement du plateau soit parfaitement régulier. Il faut non seulement que le nombre de tours par minute corresponde à celui de l'enregistrement, mais il est encore nécessaire que la vitesse angulaire soit rigoureusement constante pendant la durée d'un tour.

On contrôle commodément la vitesse à l'aide des phénomènes stroboscopiques. Un disque portant des secteurs noirs et blancs est entraîné par le plateau. Il est éclairé par un tube à néon ou, à défaut, une lampe à incandescence alimentée en courant alternatif à 50 hertz.

Le nombre de secteurs est déterminé pour que le mouvement apparent du disque soit nul quand la fréquence de l'éclairage est de 100 périodes.

On peut aussi régler instantanément la vitesse angulaire d'une manière très précise. Le procédé suppose naturellement que la fréquence du secteur est rigoureusement de 50 hertz.

Pendant la reproduction, il se produit une réaction du pick-up sur le disque et, en conséquence, sur le plateau. L'énergie absorbée par les vibrations de la palette est en effet empruntée au moteur électrique.

Elle est d'autant plus importante que l'amplitude de la gravure est plus

grande. Dans les passages profondément gravés on pourrait observer un ralentissement du plateau si le couple moteur était trop faible. L'emploi d'un moteur à couple puissant est donc indispensable. On réduit également cet effet en utilisant un plateau lourd qui agit comme un volant.

Certains tourne-disques utilisent aussi des moteurs synchrones. Dans ce cas, il n'y a point de régulateur de vitesse. Ces moteurs sont plus simples, donc moins coûteux, mais exigent un dispositif de mise en marche.

267. Enregistreur. — L'enregistrement électrique des disques met en application la réversibilité du pick-up. On remplace l'aiguille par un véritable burin qui taille un sillon dans un disque à enduit cellulosique. Pour l'enregistrement industriel, on utilise des disques d'aluminium revêtus d'une laque cellulosique. Les sillons gravés servent de base pour une reproduction par galvanoplastie. Le moule obtenu ou *matrice* avec sillons en relief, sert au pressage des disques en matière vinylique.

Pour obtenir de bons résultats, un certain nombre de conditions doivent être remplies.

a) Il faut que le plateau porte-disque soit très lourd et que le couple moteur soit puissant. On évite ainsi toute variation de vitesse angulaire pendant l'enregistrement. Il faut également éviter que les vibrations du moteur soient transmises au plateau.

b) L'angle d'attaque du burin, sa coupe, le poids effectif du graveur doivent être très soigneusement déterminés, en tenant compte de la matière du disque, et de la vitesse de rotation.

c) L'amplitude des vibrations du burin doit être suffisante, sans être excessive. Si elle était trop faible, l'enregistrement serait mauvais, le bruit de fond serait exagéré. Si elle est trop puissante, il peut y avoir chevauchement de deux sillons voisins et, même s'il n'en est pas ainsi, l'usure du disque est très rapide.

d) Le graveur se comporte, en général, comme un circuit à inductance relativement grande. Il en résulte qu'à tensions d'entrées égales, l'intensité traversant l'enroulement actif diminue comme la fréquence augmente. On constate donc généralement que l'enregistrement manque de composantes aiguës. On peut remédier à cela en utilisant un amplificateur qui exagère les fréquences élevées. Un dispositif à contre-réaction permet d'obtenir très facilement ce résultat.

Il faudra naturellement vérifier que l'impédance du graveur correspond à l'impédance d'utilisation la plus favorable de l'étage final. S'il n'en est pas ainsi, il faudra intercaler un transformateur d'adaptation.

En général, il est préférable d'utiliser un graveur à faible impédance (100 ohms, par exemple, à 1 000 hertz).

Il va sans dire qu'il ne faut pas confondre — comme certains constructeurs — l'impédance du graveur avec sa résistance ohmique. L'impédance est généralement mesurée à 1 000 hertz.

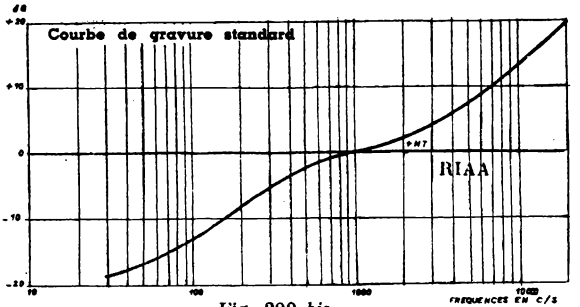


Fig. 209 *bis*.

268. Ensemble enregistreur. — Il est possible de faire des enregistrements d'une qualité très acceptable avec une installation relativement simple, qui comportera, par exemple :

a) un microphone;

b) un amplificateur;

c) un tourne-disque avec graveur.

Le microphone peut être de qualité assez moyenne. En effet, un microphone à haute fidélité se distingue parce qu'il est sensible aux fréquences très basses ainsi qu'aux fréquences très élevées.

Or, on ne peut enregistrer les fréquences très basses parce qu'elles correspondent à des amplitudes trop grandes. Quant aux fréquences très élevées elles ne peuvent être gravées parce que les mouvements du burin sont alors de l'ordre de grandeur des inévitables défauts du sillon.

En fait, l'enregistrement se fera d'abord sur la bande magnétique d'un magnétophone, ce qui permet de corriger les résultats, de couper et d'assembler différents éléments de la prise de son.

C'est la lecture de cette bande magnétique par un amplificateur attaquant à sa sortie le burin graveur qui permettra de reporter sur disque l'enregistrement définitif.

Une puissance modulée de l'ordre du watt est largement suffisante.

On doit employer un amplificateur de basse fréquence soigné, et un transformateur de sortie de qualité.

Il est intéressant de prévoir un voltmètre de sortie (outputmeter, décibelmètre) permettant de contrôler, d'une manière continue, les amplitudes des tensions transmises au graveur.

CHAPITRE XIII

Construction des récepteurs de radiodiffusion et des amplificateurs.

269. Généralités. — Jadis, un récepteur était constitué par un ensemble d'éléments plus ou moins disparates, groupés selon les moyens, ou la fantaisie de l'auditeur. Il y avait le récepteur proprement dit, les dispositifs d'alimentation, qui étaient généralement des batteries de piles ou d'accumulateurs et le haut-parleur. Parfois, le récepteur lui-même était composé d'éléments séparés, de blocs qu'on pouvait relier par des connexions extérieures.

Aujourd'hui, un récepteur est réellement *un ensemble*. Tous les éléments sont groupés dans le même coffret et ont été choisis pour s'adapter rigoureusement les uns aux autres. Il n'est pas besoin d'insister sur les avantages présentés par cette disposition.

Toutefois, il est toujours possible de diviser le montage en un certain nombre de parties distinctes qui sont :

a) Le coffret ou ébénisterie;

b) le châssis, avec ses dispositifs d'alimentation;

c) le haut-parleur.

270. Apparence extérieure. — Le récepteur se présente généralement comme une boîte comportant plusieurs ouvertures occupées par le cadran, le haut-parleur, etc... Différents boutons sont accessibles à l'extérieur pour le réglage de l'appareil et, à l'arrière, sont prévus les différents branchements : secteur, collecteur d'onde, haut-parleur supplémentaire, pick-up, etc...

Le coffret peut être métallique, en matière moulée, ou en bois.

On aurait tort de négliger la question de l'apparence extérieure, c'est souvent le seul élément qui peut frapper un acheteur éventuel.

De plus, le coffret joue un rôle acoustique extrêmement important.

C'est lui qui est l'écran sonore permettant l'audition des notes basses [1]. Un coffret mal étudié peut compromettre les qualités d'un excellent haut-parleur. Des parois trop minces produisent généralement des vibrations parasites pour certaines fréquences.

Lorsque, pour des raisons d'économie, les parois de l'ébénisterie sont relativement minces, il faut prévoir une planche épaisse pour la fixation du haut-parleur. Ce dernier organe est toujours relativement lourd, et d'autre part, il faut absolument éviter les vibrations à l'endroit de la fixation. Il est recommandable de doubler cette planche d'une épaisseur d'un matériau insonore (feutre, cellotex, etc...). L'ouverture du haut-parleur doit être large et ne doit pas être partiellement obturée. Les découpages qui garnissent cette ouverture doivent être d'une section faible, par rapport à la section totale. L'étoffe d'habillage doit être à mailles assez lâches pour ne pas se comporter comme un obstacle pour les vibrations. Une étoffe trop serrée apporterait une atténuation notable des fréquences élevées.

Certains coffrets sont garnis de motifs métalliques. Il faut vérifier que ceux-ci sont bien fixés et ne peuvent vibrer. Il en pourrait résulter des effets désagréables.

Certaines ébénisteries sont prévues avec un panneau inférieur amovible qui permet d'avoir accès à l'intérieur du châssis sans qu'il soit nécessaire de sortir ce dernier. C'est une mesure excellente qui évite une perte de temps importante dans le cas d'un réalignement ou d'un dépannage. Si ce procédé n'est pas plus généralisé à l'heure actuelle, c'est que les ébénisteries de ce modèle sont plus coûteuses.

La fixation du châssis à la partie inférieure du coffret doit être très solidement assurée. Le plancher de soutien doit être assez rigide pour qu'aucune déformation ne soit possible. Il est, en effet, fréquent qu'une déformation imposée au châssis se traduise par un déréglage des circuits.

Châssis.

271. Généralités. — Le châssis groupe tous les organes du récepteur sauf, plus rarement, le haut-parleur qui est directement fixé à l'ébénisterie. Remarquons que la fixation directe du haut-parleur sur le châssis est fort recommandable. Il est ainsi possible d'essayer complètement le récepteur avant de le placer dans l'ébénisterie. L'inconvénient c'est que les dimensions du châssis sont alors plus importantes.

Toutefois, la méthode de câblage par circuits imprimés sur plaque de

1. Voir tome III, paragraphe n° 254.

matière isolante tend à remplacer de plus en plus le châssis métallique unique.

Chaque plaquette imprimée porte les circuits d'une section de l'appareil : exemple, amplification BF d'une part, amplification HF et MF d'autre part.

272. Constitution du châssis. — Le châssis est, en principe, une plaque métallique qui porte des organes au-dessus et au-dessous de lui. Il peut être en tôle emboutie, en aluminium ou en cuivre. Ce dernier métal n'est utilisé que dans des cas spéciaux, à cause de son prix.

La tôle donne une bonne rigidité ; elle a, par contre, l'inconvénient de se rouiller. L'emploi de tôles inoxydables serait intéressant si le prix n'était pas si élevé. Pour éviter l'oxydation et pour assurer de bons contacts, on utilise la tôle recouverte de nickel, de cadmium ou même de chrome.

L'emploi de l'aluminium assez épais donne d'excellents résultats. Il faut, toutefois, penser que l'aluminium se recouvre, en surface, d'une pellicule d'alumine qui est un excellent isolant. De plus, on ne peut souder sur l'aluminium avec la soudure ordinaire à l'étain. Les liaisons avec la masse du châssis seront effectuées avec des cosses maintenues par des vis ou des rivets fortement serrés.

Le plus simple châssis est constitué par une feuille de métal repliée en U.

273. Disposition du châssis. — *Partie supérieure du châssis.* La partie supérieure du châssis est accessible à l'usager lorsqu'il enlève la partie protectrice disposée à l'arrière du récepteur. Il importe donc qu'aucun organe ne présente une tension importante par rapport à la masse ou à la terre. Les organes placés au-dessus du châssis sont généralement :

a) Les différents tubes (redresseur, amplificateurs, etc.) ;

b) Le transformateur d'alimentation qui porte généralement un fusible de protection. Celui-ci sert souvent à la commutation pour différentes tensions de secteur (110-120-130-220-240) ;

c) Les condensateurs de filtrage dont le boîtier extérieur est relié à la masse ;

d) Les bobinages qui sont enfermés dans un blindage relié à la masse ;

e) Le condensateur variable d'accord qui comporte un nombre plus ou moins grand de sections suivant le type de récepteur ;

f) Un système de broches pour le branchement du haut-parleur ou, encore, un simple fil à plusieurs conducteurs.

On a de plus en plus tendance à placer sur le châssis le transformateur de sortie qui était autrefois fixé sur le haut-parleur.

274. Partie inférieure. — A la partie inférieure sont disposés les connexions et les organes sous tension. Les principaux sont :

a) commutateur permettant de changer de gamme d'écoute ;

b) différentes résistances variables, potentiomètres, etc... ; résistances fixes de liaison, de découplage, d'alimentation ;

d) condensateurs fixes de liaison, de découplage ;

e) circuits d'alimentation.

Les résistances et les condensateurs fixes peuvent être disposés parallèlement sur des plaquettes de bakélite, ou on peut directement les fixer aux organes avec lesquels ils sont en liaison : bobinages, circuits d'alimentation, etc. Le premier procédé, qui est à nouveau en faveur aujourd'hui, offre les avantages suivants :

1) Le montage des plaquettes peut être fait d'avance ; ce qui simplifie considérablement le montage du châssis.

2) Le châssis a une apparence beaucoup plus simple. Mais cette disposition a aussi des inconvénients. Il ne s'agit, en effet, que d'une apparence et, en réalité, il est souvent difficile de suivre les différents circuits, car il existe des connexions sous les plaquettes.

Les connexions communes sont souvent causes de couplages parasites.

275. Disposition des organes sur le châssis. — *La disposition des différents organes sur le châssis doit faire l'objet d'une étude approfondie.* Entre un récepteur qui fonctionne mal et un excellent récepteur il peut n'y avoir qu'une simple différence de disposition.

Quel que soit le montage utilisé, on peut toujours distinguer :

1) Circuits d'alimentation comportant le transformateur (sauf dans les appareils tous-courants) le redresseur et le filtre du courant anodique ;

2) Circuits de haute et moyenne fréquence, pouvant, dans les récepteurs les plus simples, être réduits à un unique circuit accordé ;

3) Détection ;

4) Circuits d'amplification basse fréquence et de puissance ;

5) Haut-parleur.

276. Circuits d'alimentation. — Il n'y a pas de circuit magnétique parfait. Le meilleur transformateur a nécessairement des fuites. Les connexions situées dans le voisinage du transformateur sont donc plongées dans un champ magnétique alternatif. Il en résulte que des tensions à 50 périodes sont induites entre leurs extrémités. Il s'agit, en général, de tensions très faibles dont l'action perturbatrice est négligeable, quand elle s'exerce dans les circuits de haute fréquence.

Dans certains cas, avec certains tubes à forte courbure, on pourra néanmoins observer *des ronflements de modulation*. On distinguera ceux-ci

d'un simple défaut de filtrage parce qu'ils sont seulement audibles quand le récepteur est réglé sur une émission relativement puissante.

Si la tension perturbatrice s'exerce sur les circuits de basse fréquence et, particulièrement, sur l'entrée de l'amplificateur, elle peut se traduire par un ronflement insupportable dans le haut-parleur. Il va sans dire que l'augmentation du filtrage du courant anodique n'apporte aucune amélioration au défaut.

Une première règle doit donc être retenue :

1° *Éviter le voisinage immédiat des circuits d'entrée de l'amplificateur de basse fréquence et du transformateur d'alimentation.*

En règle générale, il faudra d'ailleurs éviter tout couplage inductif ou statique entre l'extérieur et les circuits d'entrée, c'est-à-dire la grille de la première lampe.

S'il est impossible que la connexion correspondante soit très courte, il faut la blinder. Nous reviendrons, d'ailleurs, plus loin sur cette question du blindage des connexions.

Le seul circuit qu'on pourra sans inconvénient mettre au voisinage du transformateur d'alimentation sera celui de l'étage de sortie. En effet, le gain en tension de l'étage final est toujours assez faible et, pour cette raison, l'induction n'a pas des conséquences très graves.

Quand on utilise des tubes dont les coefficients de courbure (modulation de ronflement) sont très favorables on peut aussi envisager de mettre les circuits de haute fréquence au voisinage du transformateur.

Toutefois, on ne devra considérer cette mesure que comme un pis-aller. Elle comporte, en effet, d'autres inconvénients. Le secteur électrique est le réservoir naturel des parasites industriels. Il existe donc un champ de perturbations autour du transformateur d'alimentation et, si les circuits de haute fréquence voisins en subissent l'influence, on pourra constater que l'appareil est anormalement sensible aux parasites, même en l'absence d'une antenne. De plus, le secteur, surtout s'il est aérien, agit comme un collecteur d'ondes. Il peut induire des tensions à haute fréquence dans les circuits voisins. On peut assimiler la partie haute fréquence d'un récepteur à une série de filtres successifs. Il est important que les courants traversent tous les circuits. S'il y a une induction entre le secteur et un circuit intermédiaire, le filtrage haute fréquence des courants semblera insuffisant. Les troubles pourront prendre des formes diverses : manque de sélectivité, sifflements, défaut de présélection, etc...

Il faut éviter tous les couplages indésirables entre les différents circuits successifs. Pour cela, il faut respecter aussi rigoureusement que possible la seconde règle :

2° *Si l'on suit la série des organes successifs, entre l'antenne et le haut-parleur, la ligne tracée doit être aussi régulière que possible et l'on doit continuellement se rapprocher du fil de branchement du haut-parleur, tout en s'éloignant régulièrement de la borne d'entrée d'antenne.*

La ligne idéale serait évidemment une droite (fig. 210). Mais cela conduirait à des dimensions considérables du châssis. On est donc le plus souvent obligé de renoncer à cet idéal. La ligne suivie aura, par exemple, un coude à 90°. On évitera toujours les coudes à angle aigu.

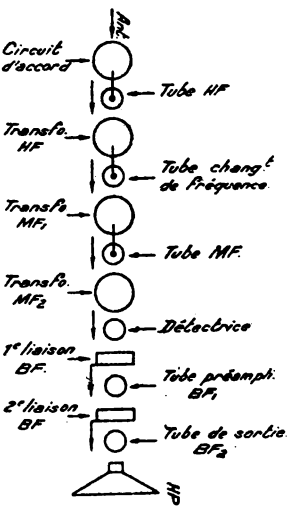


Fig. 210.

Remarquons que de nombreuses considérations doivent intervenir dans l'établissement de cette disposition.

3° *Certains éléments groupés constituent des circuits oscillants. Il faut que les connexions qui les relient soient aussi courtes que possible.* C'est le cas, par exemple, du circuit d'accord, du circuit de haute fréquence, s'il y en a un, du circuit des oscillations locales.

D'autre part, certains de ces éléments sont commandés par le commutateur (oscillatrice HF accord). On sera donc amené à placer en ligne les différents bobinages qui font l'objet d'une commutation et à les placer immédiatement à proximité de la partie du commutateur qui les intéresse.

En n'obéissant pas à cette règle, on allongerait les connexions. La capacité des connexions prendrait des valeurs telles qu'il serait impossible d'obtenir les stations correspondant aux plus hautes fréquences de chaque gamme. De plus, il y aurait des couplages entre ces différents circuits.

L'appareil serait alors le siège d'oscillations spontanées indésirables (accrochages).

Le commutateur étant obligatoirement commandé de l'extérieur, ainsi que le condensateur variable, le groupage des premiers circuits se trouve imposé.

Nous avons signalé que les inductions sur la connexion d'entrée de

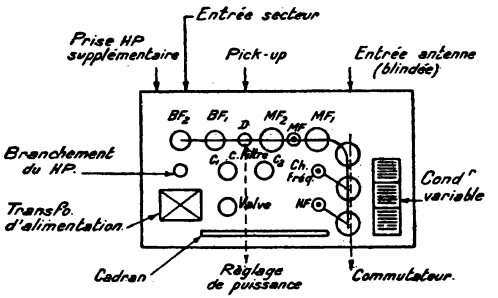


Fig. 211.

l'amplificateur (BF) auraient une grosse importance. Il est donc indispensable que cette connexion soit aussi courte que possible. Mais cette grille doit être en liaison :

1° Avec la prise « pick-up » (paroi arrière du châssis).

2° Avec le potentiomètre qui commande l'intensité (paroi avant du châssis).

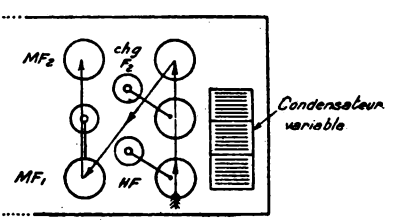


Fig. 212.

Un bon moyen de tourner cette contradiction est de disposer le tube d'entrée près de l'arrière du châssis et de placer le potentiomètre exactement au-dessous du tube. La commande est effectuée par un axe assez long qui traverse le châssis.

Une autre solution, moins bonne, consistera à placer le potentiomètre en avant du châssis et à blinder les différentes connexions.

Nous donnons (fig. 211) un exemple de réalisation, dans lequel les

différentes conditions ont été respectées. C'est un modèle de disposition logique.

Figure 212 nous donnons un exemple d'une disposition mauvaise. On remarquera que la « ligne » est brisée par un angle aigu. Il est fortement à craindre que le rapprochement du tube changeur de fréquence et de la sortie de l'amplificateur de fréquence intermédiaire ne produise des oscillations spontanées. De plus, le voisinage du tube amplificateur à haute fréquence et de l'entrée de l'amplificateur de moyenne fréquence peut aussi produire des troubles gênants.

Dans tout ce qui précède, nous avons supposé qu'il s'agissait d'un châssis assez compliqué (tube HF, etc...), mais les règles s'appliquent aussi bien à tous les récepteurs les plus simples.

Nous avons aussi supposé que les bobinages des circuits d'oscillations locales étaient disposés sous le châssis. On peut aussi les placer dans un blindage sur le dessus du châssis.

277. Echauffement de certains organes. — Certains organes sont l'objet d'une inévitable dissipation de puissance électrique et, en conséquence, s'échauffent d'une manière appréciable. Tels sont les transformateurs d'alimentation, certains tubes (tube de puissance, valve), l'enroulement d'excitation du haut-parleur, etc...

On devra donc autant que possible placer ces organes en des endroits du châssis où leur ventilation est assurée. On évitera ainsi une trop grande élévation de température qui peut être préjudiciable à leur bon fonctionnement (décentrage du haut-parleur).

D'autre part, l'élévation de température peut réduire dans des proportions notables la durée de certains organes : tels sont, par exemple, les condensateurs électrolytiques du type « sec ». On évitera donc de placer ces éléments au voisinage immédiat des organes dont la température de fonctionnement est élevée.

278. Câblage des différents circuits généraux.

a) Circuit de chauffage.

C'est un circuit parcouru par un courant alternatif dont l'intensité est assez grande. Il convient donc de réduire dans la mesure du possible le champ magnétique extérieur.

Sauf dans les appareils tous courants, les différents tubes sont alimentés en parallèle. Une des extrémités du secondaire est généralement reliée à la masse du châssis. L'autre extrémité sera reliée à chacun des supports de lampes par une *connexion plaquée le long du châssis.* C'est ainsi qu'on

évitera la production d'un champ magnétique capable de provoquer des inductions parasites.

La section du conducteur sera telle que la chute de tension sera négligeable (de l'ordre de 0,2 volt au maximum, par exemple). Il faudra songer que certains tubes modernes exigent une intensité de chauffage supérieure à un ampère.

b) Circuit haute tension.

Il faudra tenir compte de la tension qui est généralement de 250 volts. Avant filtrage elle peut atteindre 350 volts. Lorsqu'on utilise des valves à chauffage direct[1] et que tous les tubes sont à chauffage indirect, la tension peut dépasser 550 volts au moment de la mise en service. Enfin, entre les anodes de la valve on peut observer des tensions instantanées dépassant

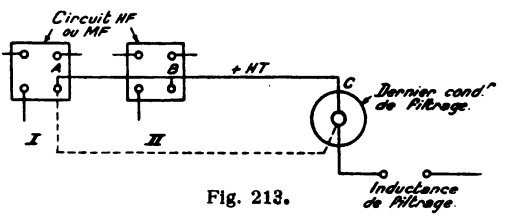


Fig. 213.

1.000 volts. Il convient donc de soigner tout particulièrement l'isolement

Le réservoir qui fournit l'alimentation de tous les circuits est, en définitive, le dernier condensateur de filtrage.

Pour éviter tous couplages entre les différents circuits il faut éviter les connexions communes. Ainsi, des troubles peuvent naître d'une simple connexion d'alimentation (barre omnibus) disposée comme sur la figure 213. Il est évident, en effet, que la partie BC est commune aux deux circuits I et II. Or si la résistance de BC est négligeable, il peut en être autrement de son impédance à la fréquence de fonctionnement de 1 et 2. Suivant les relations de phase des courants à haute fréquence on constatera, soit une diminution de sensibilité (contre-réaction), soit la production d'oscillations spontanées (accrochage).

Pour éviter ce défaut nous avons deux moyens à notre disposition :

1) prévoir des découplages aux points A et B, ou à l'un des deux seulement ;

2) remplacer la connexion AB par une connexion directe AC.

Le premier moyen est, certes, plus complet. Il a l'inconvénient d'être plus coûteux puisqu'il faut ajouter des résistances et des condensateurs de découplage. Cette question sera étudiée plus loin.

1. Ces valves, pour cette raison, sont de moins en moins employées.

c) Circuit de régulation (antifading).

Les procédés permettant d'obtenir un asservissement de la sensibilité à l'amplitude des tensions d'entrée seront décrits plus loin. Nous nous bornerons à signaler, pour l'instant, que l'effet régulateur est obtenu en polarisant les grilles de commande des tubes d'entrée. Cette polarisation auxiliaire, ou *tension de régulation*, est fournie, soit par le détecteur du récepteur, soit par un détecteur auxiliaire.

La ligne suivie par cette tension est donc en sens inverse de ce que nous avons défini plus haut comme ligne de fonctionnement (fig. 213 *bis*). C'est pour cette raison que le circuit de régulation est souvent une cause d'instabilité et qu'il est indispensable de prévoir des découplages très efficaces.

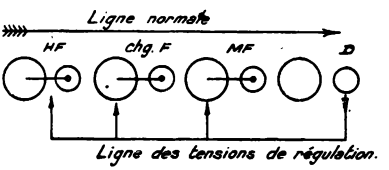


Fig. 213 *bis*.

Ceux-ci seront naturellement disposés comme sur la figure 213 pour éviter tous les parcours communs entre les différents circuits.

d) Circuit de masse.

Un grand nombre de circuits d'un récepteur sont, à l'une de leurs extrémités, en liaison avec le pôle négatif de la haute tension généralement *mis à la masse du châssis.*

Certains organes sont ainsi directement connectés à la masse, par le fait même de leur fixation sur le châssis : condensateurs électrolytiques, condensateurs variables, etc... Il est essentiel de s'assurer que les contacts ainsi obtenus sont excellents. Il suffit de la présence de traces d'oxyde ou d'un vernis quelconque pour que la résistance équivalente ne soit plus négligeable. Cet effet pourra s'observer particulièrement sur ondes courtes.

De plus, c'est une erreur de croire que toutes les « masses » sont électriquement équivalentes. Les règles données pour les deux précédents circuits sont rigoureusement applicables. Par exemple, si deux éléments constituant un circuit oscillant : une bobine et un condensateur sont reliés à la masse il est toujours recommandable de les connecter *au même point du châssis.* Cette pratique, utile pour les gammes d'ondes moyennes, est indispensable quand il s'agit d'ondes courtes.

Pour éviter les mauvais contacts avec le châssis, on prévoit plutôt un « circuit de masse » qui est une connexion reliant tous les organes norma-

lement en liaison avec la masse. C'est un procédé tout à fait recommandable. Toutefois, il faut éviter que le remède ne soit pire que le mal et que cette connexion générale ne puisse être une cause de couplage parasite. Pour cela il est indispensable que sa liaison avec le châssis soit effectué en un seul point vers l'entrée des circuits de l'appareil, afin qu'elle ne puisse former une série de boucles qui collecteraient les tensions induites indésirables.

Il faut éviter d'utiliser certains points de la masse comme les pattes de fixation du transformateur d'alimentation : on peut observer des ronflements.

279. Disposition générale du câblage. Ondes moyennes et ondes courtes. — On s'inspirera de ce qui a été indiqué plus haut pour la disposition des organes. Il faut que chaque connexion soit aussi directe et aussi courte que possible. Toutefois, il ne s'agit pas là d'une règle absolue. Sous prétexte de faire une connexion directe, il ne faudrait pas, par exemple, placer parallèlement et à très courte distance les connexions de grille et de plaque d'un tube. Il faut songer que deux fils voisins présentent un certain coefficient d'induction mutuelle et une certaine capacité. Ce couplage parasite peut être sans importance mais il peut aussi se manifester de différentes manières : induction, réduction de sensibilité, réduction de sélectivité, instabilité, etc..., etc... Cette action du couplage parasite sera d'autant plus importante que la fréquence sera plus élevée. En effet la force électromotrice induite est proportionnelle à la fréquence, pour un coefficient d'induction mutuelle déterminé : On peut montrer (voir Mesny, tome II, page 121) qu'entre deux connexions de 10 cm de longueur, situées à 2 cm l'une de l'autre le facteur $M\omega$ est égal à 4 pour l'onde de 15 mètres. *Il en résulte qu'un courant de* 1 *milliampère dans l'un des fils induit une tension de* 4 *millivolts entre les extrémités de l'autre fil.*

Si le diamètre des deux fils est de 1 mm, la capacité est de l'ordre de 1 $\mu\mu$F. *La réactance correspondante* $\left(\frac{1}{C\omega}\right)$ *pour l'onde de* 15 *mètres est seulement de* 8 000 *ohms.*

« Dans ces conditions, un montage d'ondes courtes dans lequel on n'aurait pris aucune précaution spéciale pourrait être comparé à un montage à ondes longues dans lequel on aurait semé un peu partout et au hasard de forts couplages et de faibles shunts parasites; on conçoit les résultats déplorables qui en seraient la conséquence. » (Mesny, déjà cité.)

Enfin, les plus grandes précautions doivent être prises si l'on désire

que les indications du cadran correspondent rigoureusement avec l'accord du recepteur. Le coefficient de self-induction des enroulements devient, en effet, du même ordre de grandeur que celui des enroulements. On peut montrer, par exemple, que, vers l'extrémité inférieure de la gamme d'ondes courtes (λ=13 cm) un écart de 1 mm dans la longueur des connexions apporte un écart de 0,001μH dans le coefficient de self-induction : *il en résulte un écart d'étalonnage de* 15 *kilocycles/s.*

279 bis. Emploi de fils blindés. — Pour éviter les couplages statiques entre connexions, on utilise souvent du fil blindé, c'est-à-dire recouvert extérieurement d'une tresse métallique réunie avec la masse du châssis. Le résultat cherché est atteint mais c'est au prix d'inconvénients souvent graves.

En effet, le fil blindé présente obligatoirement une capacité importante avec la masse. S'il s'agit d'un circuit oscillant, cette capacité augmente dans des proportions fort importantes la capacité répartie. *On peut observer que la capacité d'un fil blindé de qualité courante est de l'ordre de* 40 *micromicrofarads par décimètre.* Cet inconvénient peut être prohibitif en ondes courtes. En ondes moyennes, on pourrait en éviter les effets. Mais il y a beaucoup plus grave : *la capacité ainsi ajoutée présente en haute fréquence des pertes qui sont souvent considérables.* Ces pertes s'ajoutent à celles du circuit oscillant, elles sont souvent telles que la qualité en est compromise d'une manière inacceptable. *Il n'est pas exceptionnel de constater que le gain fourni par un étage de haute fréquence est réduit de* 30 *à* 40 % *par la simple addition d'une connexion blindée de quelques centimètres.*

On est amené à blinder une connexion quand on observe la présence d'oscillations spontanées. On cherche alors empiriquement à faire cesser le défaut en blindant certaines connexions. On observe que le mal cesse en blindant telle connexion de grille ou de plaque. On en conclut qu'il existait un couplage parasite entre un circuit quelconque et cette connexion. Il arrive fréquemment que les oscillations disparaissent simplement, parce que le fait *de blinder une connexion augmente anormalement les pertes dans le circuit.* Il serait donc parfaitement illogique de chercher à réaliser des circuits à faibles pertes et d'augmenter délibérément ces pertes en blindant certaines connexions.

Dans les circuits de haute fréquence on doit donc n'avoir recours au procédé du blindage des connexions qu'avec une extrême prudence.

De plus, il est possible d'en réduire beaucoup les conséquences néfastes en ayant recours à certains fils blindés à faibles pertes et faible capacité. Ceux-ci sont constitués par une enveloppe métallique souple dans l'axe

de laquelle un fil fin est centré au moyen de perles de stéatite. La capacité demeure faible parce que le fil est très fin. On peut facilement réaliser ainsi des fils dont la capacité est de l'ordre de 5 micromicrofarads par décimètre. Les pertes sont réduites parce que le diélectrique est alors la stéatite dont le facteur de puissance est excellent.

Dans les circuits de basse fréquence, l'emploi du fil blindé présentera des inconvénients moins grands. Toutefois ce que nous avons signalé peut avoir encore une action pour les plus hautes fréquences acoustiques.

La gaine blindée ne sera en contact avec la masse que par un seul point, afin de ne pas former boucle.

280. Technique des circuits imprimés. — La technique classique de construction d'un récepteur comporte généralement l'emploi d'un châssis en métal conducteur sur lequel prennent place les différents éléments de montage : condensateurs, inductances, support des tubes électroniques, etc.

Après cette mise en place, il faut établir le *câblage*, c'est-à-dire le réseau des connexions reliant les différents éléments.

Les connexions sont généralement soudées les unes après les autres et placées selon un ordre bien déterminé. On simplifie parfois l'opération en fabriquant d'avance certaines connexions au gabarit. Mais il est certain que le câblage à la main, opération fort longue est une fréquente source d'erreurs.

On a donc cherché, depuis fort longtemps, à remplacer les aléas du câblage à la main par une opération mécanique. En somme au lieu d'établir le câblage après avoir disposé les organes, on cherche, au contraire, à fabriquer d'abord le câblage et à disposer ensuite les éléments.

On peut imaginer plusieurs procédés. Par exemple, on peut placer une feuille de cuivre sur une feuille isolante. On imprime sur cette face conductrice le dessin du câblage (qui doit naturellement être disposé dans un plan) au moyen d'un vernis protecteur. Le cuivre est alors éliminé par un produit acide, sauf aux endroits recouverts de vernis.

Les éléments sont ensuite mis en place au moyen d'une machine et le tout est ensuite soudé par immersion dans un bain d'étain.

Tel est le principe, mais la réalisation peut se faire suivant de nombreuses variantes sur lesquelles nous reviendrons plus loin. Avant d'en arriver là il est nécessaire d'examiner les avantages et les inconvénients du procédé.

On peut déjà observer que cette méthode est rapide, économique et qu'elle élimine radicalement les erreurs de câblage. Tous les récepteurs

ou sous-ensembles peuvent être rigoureusement identiques, ce qui n'est jamais le cas avec le câblage à trois dimensions, fait à la main.

En revanche, les croisements de connexions ne peuvent être réalisés. Il faut, soit prévoir des « ponts » ou « cavaliers », soit prévoir le passage des connexions depuis une face de la plaque isolante, jusqu'à l'autre ; ce qui complique sérieusement l'opération.

Les connexions sont nécessairement un peu allongées dans le cas du câblage imprimé (elles doivent contourner certains organes). Il en résulte que la surface de la plaque est plus grande.

Dans le câblage imprimé, le projet doit être définitif. Le remplacement d'un élément par un autre peut devenir impossible. Il peut également être impossible de modifier un montage.

Dans le câblage normal, le châssis sert de blindage entre les deux faces. Il ne peut en être ainsi dans le câblage imprimé puisque la plaque support est nécessairement isolante.

Variantes du procédé.

On pourrait naturellement envisager une impression directe des connexions au moyen d'une encre conductrice. Après quoi on forme les connexions par galvanoplastie.

Le procédé mis au point aux Usines Philips part quelque peu de cette idée. Le câblage est imprimé sur une feuille de nickel cuivrée en surface, de manière que, seules, les parties conductrices soient laissées à nu (c'est-à-dire les connexions).

Après quoi on renforce ces connexions jusqu'à l'épaisseur voulue par galvanoplastie. Après rinçage de la plaque, on la place dans la colle et on presse sur le tout dix feuilles de papier imprégnées de résine synthétique. Celles-ci, après polymérisation de la résine, formeront le support. On pourra détacher l'ensemble de la feuille de nickel. Il suffira de détruire par mordançage la mince feuille du cuivre initiale. Après quoi l'ensemble sera recouvert d'étain par immersion.

Dans certains cas, on peut aller encore plus loin dans cette technique d'impression et réaliser directement certains éléments comme des inductances (connexions imprimées en spirales) ou des condensateurs.

A l'heure actuelle, les fabricants de pièces détachées étudient des éléments spéciaux prévus pour prendre place dans les circuits imprimés (supports de tubes électroniques, potentiomètres miniature à prises disposées à plat en éventail, ou à fils de connexion sortant directement du

boîtier, supports de transistors à 3 clips, et toute la gamme des rivets, œillets, etc.) prévus pour le bain de soudure sur une face de la plaquette.

Nous donnons ici quelques aperçus :

En figure 214-1, un exemple de bobinage d'accord ondes courtes (pour circuits d'entrée d'un téléviseur, la plaquette imprimée prenant place sur le rotacteur). On peut placer une seconde plaquette sous la première avec un autre enroulement imprimé, et réaliser ainsi un transformateur HF ou un oscillateur.

En figure 214-2 une petite plaque de circuits imprimés porte sur une partie de son pourtour des cosses qui permettent de connecter les circuits au reste de l'appareil par simple enfichage, des pinces venant faire contact sur ces plots. Les joints de soudure sont marqués en gras.

Fig. 214-1.

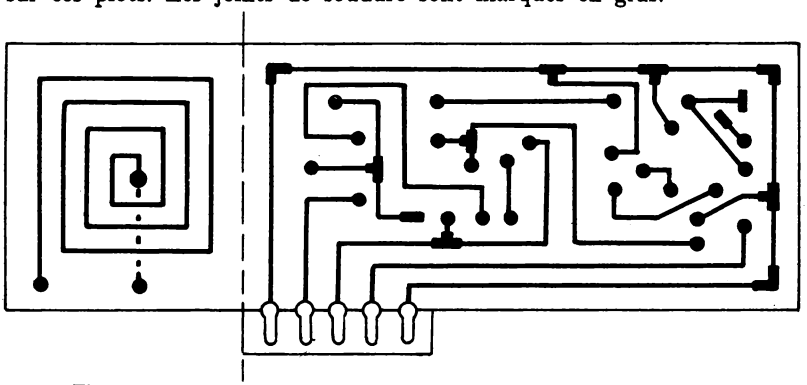


Fig. 214-2.

L'autre face porte transistors, résistances, condensateurs, et aussi les connexions de jonction en pont.

Les tubes sub-miniatures et les transistors sont parfois maintenus à plat sur la plaquette à l'aide de clips qui enserrent leur corps.

CHAPITRE XIV

Les circuits d'alimentation des récepteurs.

281. Généralités. — Aux débuts de la radio, tous les récepteurs étaient alimentés au moyen de batteries de piles ou d'accumulateurs.

Une batterie à basse tension, généralement de 4 volts, était chargée du *chauffage* des filaments. On ne connaissait alors que les tubes à chauffage direct.

La batterie de *haute tension* ou *batterie anodique* était généralement de 80 volts. On allait jusqu'à 120 volts pour certains récepteurs coûteux. Lorsque la batterie était usée, on la remplaçait, ou on la rechargeait selon qu'il s'agissait de piles ou d'accumulateurs.

La faiblesse de la tension anodique, aussi bien que de l'intensité acceptable ne permettaient d'obtenir qu'une puissance modulée relativement faible : 0,1 ou 0,2 watt au maximum.

Un premier perfectionnement consista à remplacer la batterie anodique par un redresseur, suivi d'un filtrage approprié.

Dès lors, il devint possible d'utiliser sans difficulté des tensions plus élevées et l'intensité anodique put atteindre des valeurs plus grandes. Toutefois, pendant longtemps encore, l'alimentation du filament fut assurée en courant continu par une batterie de chauffage.

Les premières lampes secteur furent à chauffage direct; il y eut des modèles à 2 volts, d'autres à 0,6 volt. Un peu plus tard vinrent les premières lampes à chauffage indirect.

Les tensions de chauffage furent de 2,5 volts, puis de 4 volts. Il y eut même des modèles à 110 volts. Aujourd'hui, il semble que l'accord soit fait pour la tension de 6,3 volts, à l'exception, naturellement, de certains tubes destinés aux récepteurs « tous courants » et pour lesquels des tensions de 14 à 50 volts sont prévues. Pour les tubes ordinaires, l'intensité standard est de 100 milliampères pour les tubes européens et de 150 milliampères pour les tubes américains. Elle peut atteindre 1 à 2 ampères pour les tubes de puissance ou certains tubes spéciaux.

Pour l'alimentation d'un récepteur, il faut toujours prévoir :

a) Tension de chauffage qui peut être continue ou alternative;

b) Tension anodique qui est obligatoirement du courant continu pur.

Nous étudierons successivement le cas des récepteurs pour courants alternatifs et des récepteurs *tous courants*, c'est-à-dire qui peuvent être indifféremment utilisés sur courant alternatif ou sur courant continu.

Récepteurs sur alternatif.

282. Transformateur d'alimentation. — Un transformateur dont le primaire est généralement prévu pour différentes tensions (110-130-220-240 par exemple) assure l'alimentation totale du récepteur.

Les enroulements secondaires sont généralement au nombre de 3.

1) Chauffage de la valve.

2) Haute tension. C'est un enroulement prévu avec prise médiane. On peut considérer pour le calcul que les deux enroulements débitent en parallèle. Il faut donc que chacun d'eux donne la tension totale dont on a besoin.

3) Enroulement de chauffage des tubes récepteurs qui alimente tous les filaments branchés en parallèle.

283. Tension anodique. — La tension anodique est redressée par une valve biplaque. Le schéma classique est donné figure 215. Le tube redresseur peut être à chauffage direct ou indirect. Dans ce dernier cas la

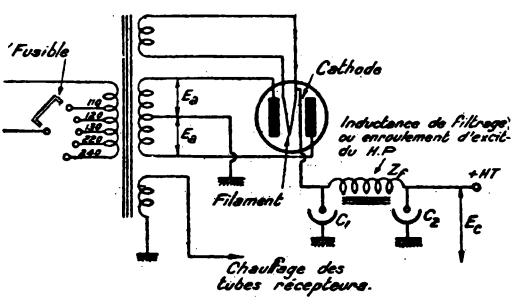


Fig. 215.

valve commence à assurer le redressement au moment où les tubes récepteurs sont à leur température de fonctionnement. La tension anodique ne travaille donc pas à vide. Il en est autrement avec un tube à chauffage direct. La surtension qui se produit au moment de la mise en service peut être néfaste pour les condensateurs C_1 et C_2.

Dans le cas d'utilisation d'une valve à chauffage indirect il est absolument essentiel d'utiliser un enroulement de chauffage électriquement

séparé de l'enroulement de chauffage des autres tubes. De plus, il est indispensable de relier la cathode à un point quelconque de l'enroulement de chauffage. Cette connexion est faite d'avance sur les tubes américains mais n'existe pas sur certaines valves européennes.

284. Filtrage. Valeurs Limites. Tensions. — Le filtrage est généralement obtenu par le dispositif indiqué figure 215. Une impédance est disposée en série et deux condensateurs C_1 et C_2 dérivent les composantes variables. Avec un redresseur biplaque, la plus importante des composantes est à la fréquence 100hertz Comme on dispose aujourd'hui de condensateurs électrolytiques de très grande capacité, l'impédance de filtrage peut être relativement faible.

Les facteurs qui influent sur la grandeur de la tension continue fournie sont [1] :

1) tension alternative appliquée à la valve (E_a) ;

2) résistance intérieure de la valve ;

3) résistance du transformateur. Il y a une valeur minimum, fixée par le constructeur de la valve ;

4) valeur de C_1. Plus C_1 est important et plus la tension disponible aux bornes de C_1 se rapproche de $E_{a\ max}$. Toutefois, les constructeurs de tubes fixent une valeur limite de C_1 qui varie d'ailleurs avec E_g [2] ;

5) résistance de l'inductance de filtrage.

Les valves à chauffage indirect ont une résistance interne très faible. Elles permettent d'obtenir des tensions redressées plus élevées en partant d'une tension alternative un peu plus faible.

On peut, en général, négliger la résistance interne de la valve.

C'est ainsi que, pour obtenir une tension redressée de 250 volts avec une tension de 120 volts entre les extrémités de Z_f on prendra $E_a = 350$ volts efficaces, avec C_1 de l'ordre de 8 microfarads. On obtiendra, en charge, environ 370 volts aux bornes de C_1.

285. Emploi de l'enroulement d'excitation pour le filtrage. — On n'utilise plus guère cette solution dans laquelle l'inductance est constituée par l'enroulement d'excitation du haut-parleur.

En effet, le haut-parleur est désormais toujours à aimant permanent, au lieu de comporter un électro-aimant pour créer le champ magnétique.

1. Voir tome II, paragraphe , nos 186 à 197.

2. La *tension d'ondulation* aux bornes de C_1 dépend de la grandeur de C_1, du type de redresseur et de l'intensité redressée. En première approximation on peut admettre 1,5 volt par milliampères et par microfarads pour un redresseur biplaque et 4 volts pour un redresseur monoplaque.

La puissance électrique généralement nécessaire pour créer le champ d'excitation était, suivant le modèle de haut-parleur, ordinairement comprise entre 5 et 20 watts.

L'inductance d'un enroulement d'excitation dépend de la construction. Elle est généralement comprise entre 5 et 20 Henrys (pour une résistance de 2 500 ohms) à vide, mais est beaucoup plus réduite quand elle est parcourue par le courant d'excitation.

Avec le montage figure 215 il existe obligatoirement une composante alternative dans le circuit Z_f. Il en résulte que le champ d'excitation est légèrement ondulé. La bobine mobile du haut-parleur est placée dans ce champ. Il en résulte un courant induit qui provoque des vibrations de la bobine.

Différents moyens peuvent être proposés pour éviter cet inconvénient :

1° Prévoir une cellule de filtrage supplémentaire avant l'enroulement d'excitation.

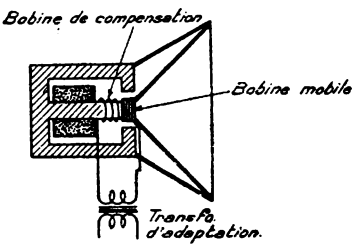


Fig. 216.

2° Supprimer la composante alternative du champ en disposant au voisinage de la bobine un anneau de cuivre rouge de forte section. Le champ des courants induits dans l'anneau et le champ parasite sont en opposition. Ce moyen a l'inconvénient de réduire l'inductance de l'enroulement et, par conséquent, son impédance et l'efficacité du filtrage obtenu.

3° Utiliser un enroulement dit *de compensation* constitué par quelques spires, couplées avec l'enroulement d'excitation (fig. 216) et connectées en série avec la bobine mobile de telle sorte que les tensions induites dans chacun des enroulements soient en opposition. Ainsi le ronflement peut être éliminé.

Ce procédé a l'inconvénient d'augmenter l'impédance apparente de la bobine mobile pour les fréquences acoustiques élevées et d'augmenter les pertes.

La première solution est certainement préférable. Elle est toutefois coûteuse puisqu'il faut ajouter à l'ensemble une inductance de filtrage supplémentaire et un condensateur électrolytique.

286. Filtre avec inductance d'entrée. — Quand on veut obtenir une tension redressée aussi indépendante que possible de l'intensité demandée au redresseur, on peut avoir recours au système figure 217. Il n'y a point de condensateur à l'entrée du filtre.

La tension fournie est au maximum de :

$$\frac{2\,E_{max}}{\pi}$$

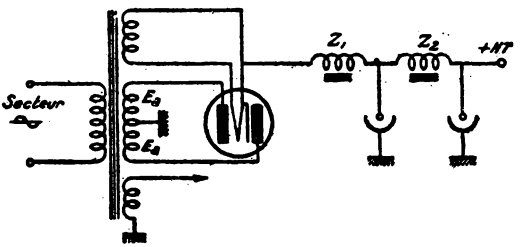


Fig. 217.

Le montage a l'avantage de contraindre la valve à un travail moins intense. C'est pour cette raison que des valves qui supporteraient, tout au plus, 350 volts efficaces avec un montage du type figure 215 peuvent supporter des tensions de l'ordre de 1 000 volts en utilisant le schéma figure 217.

287. Filtrage par résistance. — Dans certaines applications, par exemple, pour l'alimentation d'un tube à rayons cathodiques, l'intensité de courant est très faible. On peut alors, sans inconvénient, remplacer l'impédance de filtrage par une simple résistance.

L'intensité de courant étant, par exemple, de 1 mA, on choisira une résistance de 50 000 ohms. La chute de tension sera de 50 volts, ce qui est négligeable puisque les tensions utilisées dépassent généralement 1 500 volts. Le filtrage sera convenablement assuré avec des condensateurs de l'ordre de 0,1 microfarad.

288. Impédance de filtrage sur la branche négative.— On peut aussi utiliser une variante du schéma 215 dans laquelle l'impédance de filtrage est disposée dans la branche négative de l'alimentation anodique (fig. 218).

Théoriquement, les deux montages sont équivalents. Pratiquement on observe parfois un léger avantage du montage 215. Le filtrage semble plus efficace. Cet effet n'est d'ailleurs appréciable qu'avec certains transformateurs. On doit l'attribuer à la capacité qui existe entre les enroulements, capacité qui a été indiquée en pointillé sur la figure 218. Il est évident que

cette capacité shunte l'impédance de filtre et en réduit l'efficacité.

Si le transformateur est bien construit, cet effet demeure négligeable.

Le système figure 218 permet d'obtenir une certaine tension négative par rapport à la masse du châssis. Cette tension peut être utilisée pour polariser des lampes ou même pour alimenter un tube d'antifading amplifié (voir plus loin).

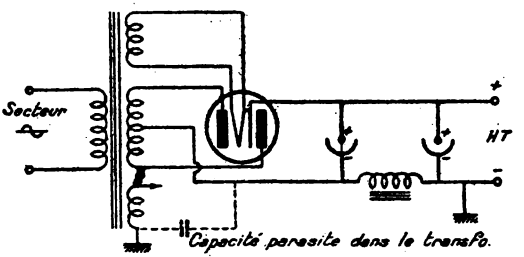


Fig. 218.

289. Filtres accordés. — Les composantes variables du courant redressé sont des harmoniques du courant alternatif d'alimentation. On pourrait donc supposer qu'il puisse être intéressant de prévoir un filtre sélectif, particulièrement efficace pour les composantes qu'on veut éliminer [1].

Cette conception pouvait présenter des avantages quand on se servait uniquement des condensateurs au papier. On pouvait alors, grâce à ce moyen, obtenir un filtrage très efficace avec des valeurs de capacité faibles.

Mais l'utilisation des condensateurs électrolytiques est venue changer la situation. On peut obtenir des capacités énormes sous un volume plus réduit et pour un prix de revient inférieur. C'est pour cette raison que l'emploi des filtres sélectifs a été pratiquement abandonné.

Récepteurs tous courants.

290. Généralités. — Les filaments des tubes sont montés en série. La tension anodique est obtenue par redressement d'une seule alternance. Elle est relativement faible sur les secteurs 110 volts. On peut envisager l'emploi d'un montage doubleur de tension. C'est, toutefois, une solution très rarement employée parce qu'elle oblige à des commutations pour brancher le récepteur sur un secteur continu.

1. Il faut noter que la tension d'ondulations est loin d'être sinusoïdale et qu'en conséquence, il serait tout à fait insuffisant de prévoir un circuit d'arrêt efficace seulement sur 100 Hz.

Nous nous bornerons donc à donner les indications concernant les montages les plus répandus.

La valve demeure en service, même sur courant continu. On pourrait facilement imaginer un système permettant de la mettre hors circuit. On éviterait aussi la chute de tension qu'elle produit. Remarquons toutefois que celle-ci est toujours très faible et que la présence de la valve protège les condensateurs électrolytiques contre une erreur de branchement. En effet, sur courant continu, une inversion de polarité provoquerait la détérioration des condensateurs de filtrage. La valve évite cet inconvénient grave : une erreur se traduit alors tout simplement par le silence du récepteur.

291. Circuit de chauffage. — Les filaments sont branchés en série et une résistance R limite l'intensité de courant de chauffage à la valeur voulue (fig. 219). Il est d'ailleurs intéressant de remplacer R par un tube

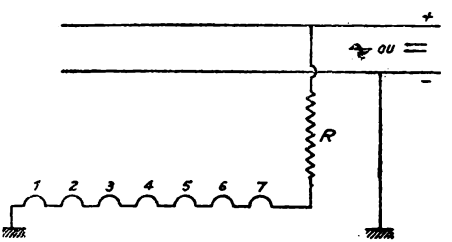


Fig. 219.

régulateur, constitué par un filament de fer dans une atmosphère d'hydrogène, qui a la propriété de maintenir l'intensité à la valeur voulue entre certaines limites assez étendues de la tension d'alimentation.

Le calcul de R sera facile puisqu'on connaît la tension normale aux bornes de chaque tube ainsi que celle du secteur.

La résistance R est parfois incluse dans le cordon de branchement (cordon chauffant). Dans ce cas, le cordon est à trois conducteurs parce que la chute de tension aux bornes de R ne doit pas venir en déduction de la tension anodique.

L'ordre dans lequel sont branchés les différents filaments n est pas indifférent. Il faut, en effet, remarquer que toutes les cathodes sont pratiquement à la tension de la masse du châssis. En conséquence, il existera entre le filament et la cathode du tube 7 une tension plus élevée qu'entre filament et cathode du tube 1. S'il s'agit d'une tension alternative, il pourra y avoir tendance à la production de ronflements parasites.

On doit respecter l'ordre suivant, en partant de la masse.

1..... Premier tube amplificateur basse fréquence
2..... Tube détecteur diode
3..... Tube changeur de fréquence
4..... Tube haute fréquence
5..... Tube de moyenne fréquence
6..... Tube de puissance
7..... Valve de redressement
8..... Résistance ou cordon chauffant.

292. Lampes de signalisation. — Les lampes de signalisation (lampes témoin, lampes d'éclairage du cadran, etc...) posent un problème particulier. On peut les brancher en série avec les filaments des tubes récepteurs. Mais la résistance à froid est six à sept fois moins grande que la résistance à chaud. La surtension aux bornes des lampes de signalisation est telle que les filaments ne résistent pas. De plus, le claquage d'une de ces lampes entraîne l'arrêt de l'appareil.

On peut utiliser en série un bâtonnet de bioxyde d'uranium qui a une forte résistance à froid et une faible résistance à chaud. Un échantillon essayé a, par exemple, une résistance de 2 000 ohms à 20° et 200 ohms à 200°.

Enfin, les lampes de signalisation, choisies à très faible consommation, peuvent être alimentées directement sur le secteur, en série avec une résistance convenable, ou être en parallèle sur une portion de la résistance chutrice de tension de la chaîne des filaments.

293. Tension anodique. — Le schéma le plus généralement utilisé est indiqué figure 220. Les éléments de la valve sont montés en parallèle. L'impédance de filtre Z_f a une résistance aussi faible que possible. Pour cette raison, et aussi parce que la place disponible est limitée, l'efficacité de Z_f est relativement réduite.

On est alors amené à utiliser des capacités C_1 et C_2 très élevées. Il faut songer que la tension d'ondulation est à 50 périodes et non pas à 100 comme dans un redresseur biplaque. C_1 et C_2 pourront avoir des valeurs que de l'ordre de 20 à 50 μF et rester d'un volume acceptable parce que la tension anodique est faible.

L'enroulement d'excitation du haut-parleur est branché en parallèle. Pour réduire les dimensions de Z_f et réduire la chute de tension, on peut aussi le brancher aux bornes de C_1.

On utilise parfois une des anodes du redresseur, pour le courant d'excitation, l'autre étant utilisée pour la tension anodique.

Il est prudent de prévoir, dans le circuit de la valve, une résistance

de protection R_1 de quelques dizaines d'ohms qui a pour but d'éviter une intensité instantanée trop importante de la valve.

Pour profiter de toute la tension disponible, on alimente parfois directement le tube final aux bornes de C_1.

Une variante intéressante consiste à brancher l'inductance Z_f dans la

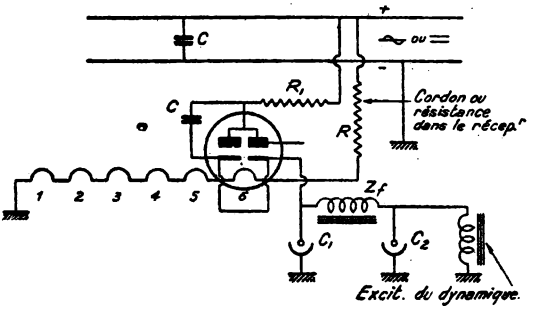


Fig. 220.

branche négative et à utiliser la chute de tension ainsi produite pour polariser le tube de puissance.

Les condensateurs C sont destinés à éviter certains ronflements de modulation. Le châssis doit être disposé de telle sorte qu'aucun contact ne soit possible de l'extérieur. La prise de terre doit être connectée par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 à 50 000 pF.

Récepteurs avec convertisseurs continu-alternatif.

294. Généralités. — Nous avons exposé comment on pouvait convertir le courant continu en courant alternatif On peut utiliser une commutatrice ou un système à vibreur.

La commutatrice est une machine électrique qui possède deux induits bobinés sur la même carcasse. L'un d'eux correspond à un collecteur, l'autre à un jeu de bagues. C'est une machine réversible. Des précautions particulières doivent être prises pour éviter la propagation des perturbations produites par le collecteur.

La machine est généralement enfermée dans une caisse métallique étanche et suspendue à l'aide de ressorts ou de tampons de caoutchouc.

L'autre procédé (inverter, triller, etc...) consiste à découper le courant continu à l'aide d'un commutateur vibrant.

D'autres solutions (thyratron) n'ont pas reçu d'applications pratiques dans le domaine de la radiotechnique.

Ces différents procédés permettent d'utiliser sur continu, sans aucune modification, un récepteur prévu pour le courant alternatif.

294 bis. Récepteurs pour automobiles.

a) Chauffage.

Le courant de chauffage est directement emprunté à la batterie. On utilise des tubes standards 6,3 volts. Le branchement est tout simplement fait en parallèle si la batterie est de 6 volts ou par groupe série-parallèle si l'équipement de la voiture est prévu avec batterie de 12 volts.

b) *Tension anodique.*

On peut prévoir une petite machine à deux collecteurs qui, alimentée

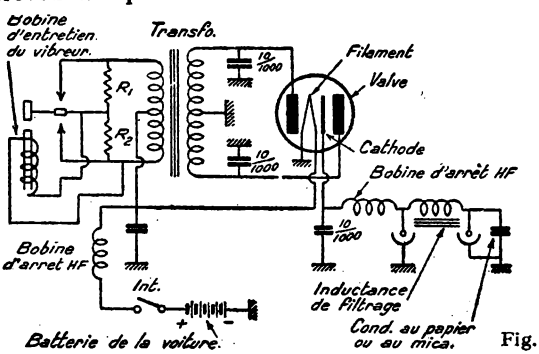


Fig. 221.

sous 6 à 12 volts d'un côté, fournit 200 à 250 volts de l'autre côté, Un filtrage est indispensable, surtout pour éviter les perturbations de la commutation.

Mais on a plus souvent recours au « vibreur » dont le rendement électrique est meilleur, qui peut être incorporé dans le récepteur et, surtout, dont le prix de revient est bien plus bas.

Deux systèmes sont employés :

a) Vibreur avec valve de redressement ;

b) Vibreur auto-redresseur.

La première solution est la plus répandue. Nous donnons un exemple de montage complet, figure 221. Le vibreur doit être placé dans un blindage épais ; il doit être isolé acoustiquement au moyen de matériaux insonores : caoutchouc mousse, par exemple.

Certaines réalisations comportent un vibreur fonctionnant dans une atmosphère d'hydrogène pour éviter l'oxydation des contacts.

Il est prudent de monter le vibreur sur un support à broches, car c'est un élément qui s'use assez vite.

Notons que l'on peut remplacer le vibreur par des transistors fonctionnant comme des commutateurs. Une telle alimentation est silencieuse et son rendement peut être excellent (90 %). C'est toutefois une solution actuellement trop coûteuse pour être adoptée couramment.

295-1. Stabilisation des tensions du secteur. — Les dispositifs électroniques — et, en particulier ceux qui sont destinés aux mesures — doivent, en général, fonctionner sous une tension bien définie.

Cette tension peut varier sous diverses influences :

1° Variation de la source d'alimentation et, en particulier du secteur électrique ;

2° Variations causées par les modifications de consommation

Si le dispositif fonctionne en empruntant une puissance constante au réseau de distribution on peut envisager l'emploi d'un système qui régularise automatiquement la tension alternative fournie par le secteur.

Ces systèmes, entièrement statiques, utilisent les propriétés des inductances plus ou moins saturées et font intervenir les phénomènes de résonance. Ils peuvent fournir une tension stabilisée à moins de 3 % entre certaines limites de débit et de variation de tension du réseau de distribution.

Leur fonctionnement est entièrement automatique et pratiquement instantané (1/50 de seconde). Leur rendement est de l'ordre de 75 %.

On notera que la tension qu'ils fournissent n'est en général pas sinusoïdale[1]. Il en résulte que les relations classiques entre valeurs efficaces et valeurs de crête ne sont plus exactes. Or, le chauffage des cathodes est déterminé par la valeur efficace, alors que la tension redressée est déterminée par la valeur de crête.

Ces régulateurs sont fréquemment utilisés pour l'alimentation des téléviseurs. Ils suppriment radicalement les variations de format d'image qui sont souvent dues à des variations de tension d'alimentation.

295-2. Régulateurs. Coefficients de régulation. — On peut aussi vouloir stabiliser la tension d'alimentation anodique d'un élément quelconque.

Dans certains cas, il suffira, par exemple, de stabiliser la tension anodique d'un tube oscillateur pour éviter la dérive de fréquence. Ce sera le cas, par exemple, de certains générateurs UHF, comme les klystrons, qui sont extrêmement sensibles aux variations de tension.

D'une manière générale, on définira la qualité d'un système régulateur au moyen de deux coefficients.

1° *Coefficient de régulation en tension.* Rapport entre une variation de la tension d'alimentation et la variation de tension stabilisée correspondante.

(1) Sauf lorsque le fabricant adopte des correcteurs d'harmoniques.

2° *Coefficient de régulation en intensité* qui est la variation de tension apportée par une variation d'intensité donnée.

En fait, il s'agit ici de la résistance interne apparente du système.

295-3. Types d'éléments régulateurs. Diodes à gaz. Diode Zener. — On peut obtenir la stabilité d'une tension en utilisant les propriétés d'un élément régulateur. On nomme ainsi des dispositifs qui ont la propriété de maintenir une tension constante entre leurs électrodes, quelle que soit l'intensité des courants qui les traverse.

Parmi ceux-ci, on peut citer :

a) diodes régulateurs à gaz ;

b) diodes semi-conducteurs dit « de Zener ».

Nous publions figure 222-1 la caractéristique intensité-tension d'un tube régulateur à gaz. On voit que la variation de tension est de l'ordre de 2 à 3 volts quand l'intensité passe de 5 à 35 mA.

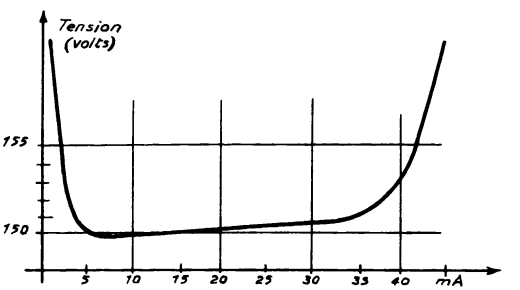


Fig. 222-1.

On trouvera figure 222-2 la caractéristique d'une diode semi-conducteur au silicium, dite caractéristique « de Zener ».

Les propriétés sont tout à fait comparables, mais se manifestent, ici, sous une tension plus basse.

295-4. Montage stabilisateur. — Le principe des montages stabilisateurs est indiqué sur la figure 222-3. L'élément régulateur est placé en parallèle avec la résistance d'utilisation R_u.

Le tout est alimenté en série par l'intermédiaire de la résistance de stabilisation R_s.

Le fonctionnement est aisé à comprendre. Toute variation de la résistance R_u (c'est-à-dire d'intensité utile) entraîne une chute de tension

dans R_s de telle sorte que la différence de potentiel entre les extrémités de R_u est maintenue pratiquement constante. La très faible variation de tension qui en résulte se traduit par une variation relativement grande du courant qui traverse l'élément régulateur.

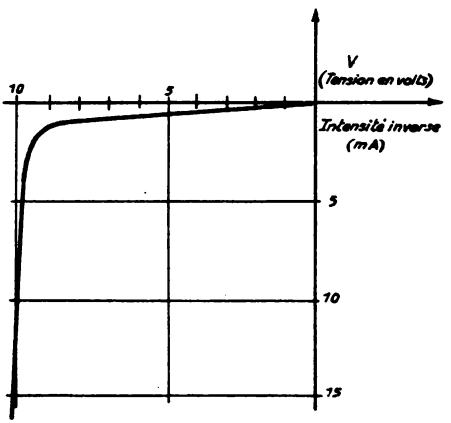


Fig. 222-2.

Réciproquement, toute variation de la tension d'alimentation se traduit par une augmentation d'intensité dans l'élément régulateur.

Dans les deux cas, les variations seront d'autant plus faibles que R_s sera plus importante. Or, pour qu'il en soit ainsi, il faut que la tension non stabilisée soit plus élevée.

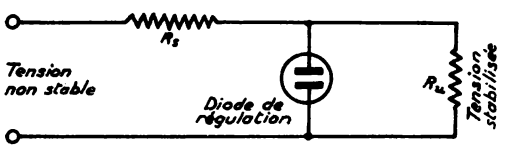


Fig. 222-3.

En ce qui concerne la régulation on a donc intérêt à partir d'une tension non stabilisée aussi élevée que possible. C'est évidemment au détriment du rendement.

Il est également facile de comprendre que les limites de la régulation sont strictement fixées par les caractéristiques du régulateur.

En pratique, aussi bien avec les tubes à gaz qu'avec les diodes à semi-conducteur on ne peut guère envisager la régulation des tensions fournies à un ensemble important. Il faut alors utiliser d'autres procédés que nous allons examiner.

RÉGULATEURS AVEC TENSION DE RÉFÉRENCE.

Le fonctionnement sera facilement compris d'après le schéma de principe de la figure 224-4.

L'alimentation stabilisée est fournie à travers un tube triode de puissance T_1. La tension de grille de ce dernier est déterminée par la chute de tension de l'intensité anodique du tube amplificateur T_2 à travers la résistance R_a.

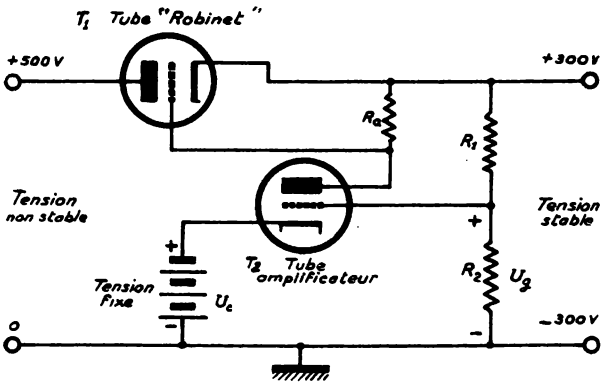


Fig. 222-4.

La cathode de T_2 est portée à une certaine tension positive U_c au moyen d'une source à tension constante. La tension de grille est déterminée par le diviseur de tension constituée par R_1 et R_2.

Admettons qu'il y ait tendance à diminution de la tension stabilisée (par suite d'une augmentation de débit, par exemple).

La tension U_g diminue nécessairement. Mais la tension de la cathode restant constante, il en résulte que la différence de potentiel cathode grille devient plus grande. Ainsi le courant anodique de T_2 diminue. En conséquence la chute de tension dans R_a diminue également. Le tube de puissance T_1 débite alors davantage ce qui se traduit par une augmentation de tension qui compense la variation initiale.

S'il s'était agi d'une augmentation de tension, les phénomènes inverses se seraient produits.

Enfin, la correction de tension s'effectuera de la même manière s'il y a une variation dans la valeur de la tension non stabilisée.

Quelques remarques sont nécessaires :

a) La cathode du tube « robinet » doit pouvoir supporter la totalité de

l'intensité fournie par l'alimentation. Il n'y a aucun inconvénient à prévoir plusieurs tubes en parallèle.

b) La régulation sera d'autant meilleure que le « gain » produit par le tube T_2 sera plus important. Il y a évidemment intérêt à utiliser un tube penthode. Si l'on veut obtenir une régulation extrêmement grande, on peut remplacer T_2 par un véritable amplificateur à courant continu.

c) En pratique, la tension de référence U_c peut être fournie soit par un tube régulateur à gaz, soit par un élément « Zener ».

d) Le système ne présente aucune inertie. Il en résulte qu'il atténue même les petites variations de tensions à 100 hertz apportée par l'ondulation résultant d'un filtrage insuffisant. On peut d'ailleurs renforcer cette action en shuntant R_1 par un condensateur. Ainsi on applique la totalité de la tension de ronflement résiduelle au tube amplificateur.

e) On peut remplacer les deux tubes par des transistors et obtenir ainsi une tension stabilisée sans tube électronique.

Ce système convient particulièrement bien pour la stabilisation de tensions faibles pouvant fournir une intensité importante. Nous donnons un schéma à titre documentaire.

f) La tension de sortie peut être stabilisée à une valeur quelconque. Il suffit de modifier la tension de grille du tube T_2. On peut donc commodément prévoir un potentiomètre pour remplacer la résistance R_2.

g) Un tel système utilise, en fait, le principe de la contre-réaction : la tension de sortie est réintroduite à l'entrée.

EXEMPLES DE RÉALISATIONS.

Nous donnons figure 222-5 un exemple de réalisation, avec indication des valeurs. Un tel ensemble peut fournir 200 milliampères sous une tension stabilisée que l'on peut régler. La tension de départ (non stable) est de 550 volts. On peut se contenter d'un filtrage assez sommaire. Pour une intensité de 100 milliampères, on pourrait naturellement ne prévoir qu'un seul tube 6 BQ 6 (la cathode peut fournir 110 milliampères).

Le chauffage des cathodes des tubes de sortie doit être assuré par un enroulement spécial pour éviter d'appliquer une tension trop élevée entre cathode et filament. Ces tubes sont montés en « triode » (grille G_2 reliée à l'anode).

L'amplification est assurée par un tube penthode à pente fixe EF 86 qui peut fournir un gain en tension supérieur à 200 dans les conditions d'emploi.

Le tube de référence est un régulateur OA_3 qui maintient une différence de potentiel de 75 volts entre cathode et masse, quand il est traversé par une intensité comprise entre 5 et 40 milliampères. Un autre tube OA_3 maintient la même différence de potentiel entre cathode et grille écran. Ce second tube n'est pas indispensable, mais améliore la régulation.

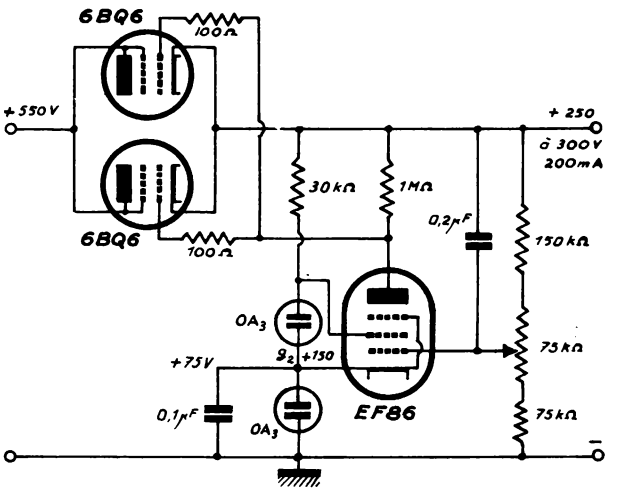


Fig. 222-5.

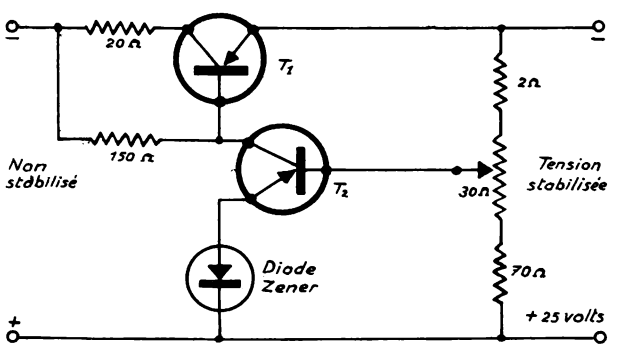


Fig. 222-6.

La résistance interne équivalente d'un tel montage est inférieure à 5 ohms. Cela veut dire que la variation de tension est inférieure à $5 \times 0{,}2 = 1$ volt quand l'intensité fournie passe de 0 à 200 milliampères.

Le coefficient de régulation en tension est également excellent. La variation de tension de sortie est de l'ordre de 0,1 volt quand la tension de secteur varie de 20 % (± 10 %).

La tension d'ondulation résiduelle (ronflement) est de quelques millivolts.

On voit donc qu'un tel ensemble est comparable à une batterie sans résistance interne. C'est un appareil particulièrement commode pour relever, par exemple, les caractéristiques des tubes électroniques.

Nous donnons figure 222-6 un système de même principe, mais réalisé cette fois, avec des transistors. Si l'on emploie un transistor T_1 de puissance, une telle alimentation peut fournir plusieurs ampères.

CHAPITRE XV

Les différents types de récepteurs. Amplification directe, changement de fréquence.

296. Généralités. — Le plus simple des récepteurs de radio serait constitué par un collecteur d'onde, un détecteur et un téléphone. Tels étaient les récepteurs avant qu'on ne connaisse les tubes électroniques.

Quel que soit le système de récepteur, les trois éléments que nous venons de citer existent.

Les tensions disponibles derrière un détecteur, simplement alimenté par un collecteur d'ondes, sont très faibles, même au voisinage d'un émetteur puissant. On peut utiliser ces tensions, non plus pour actionner un téléphone, mais pour exciter le relais extrêmement sensible qu'est le tube électronique. On utilise alors un *amplificateur téléphonique* ou de *basse fréquence.*

Le rendement électrique d'un détecteur est mauvais pour des tensions faibles. La caractéristique de tous les détecteurs au voisinage de zéro est parabolique . Il en résulte que, si nous doublons l'amplitude d'entrée, la tension utile se trouvera multipliée par 2×2 ou 4. Si nous la triplons, la tension de sortie sera 3×3 ou 9 fois plus grande.

De plus, pour obtenir une détection linéaire — ce qui est indispensable dans les récepteurs à haute fidélité musicale, — il faut ne soumettre au détecteur que des signaux de grande amplitude.

Ainsi apparaît l'utilité d'amplifier les tensions recueillies par le collecteur d'onde avant détection. On dit alors qu'il s'agit *d'amplification à haute fréquence.*

On peut pratiquement réaliser cette amplification de plusieurs manières.

La plus simple, en apparence, consiste à amplifier les courants tels qu'ils sont captés par le collecteur d'onde. On dit alors qu'il s'agit *d'amplification directe.* Cette méthode n'est plus aujourd'hui utilisée que dans certains cas spéciaux.

L'autre méthode est le *changement de fréquence.* L'amplificateur est réglé sur une fréquence fixe, différente de la fréquence incidente qui peut, aussi bien, être supérieure ou inférieure. On dit qu'il s'agit de la *fréquence de conversion, moyenne fréquence,* ou *fréquence intermédiaire.* Le circuit d'entrée a pour rôle de remplacer les oscillations incidentes par des oscillations à la fréquence de conversion, tout en conservant les mêmes caractéristiques de modulation.

Nous citons pour mémoire les récepteurs à *super-réaction* qui ne sont aujourd'hui utilisés que pour des applications tout à fait spéciales et dont l'emploi est complètement abandonné dans les récepteurs de radiodiffusion.

Récepteurs à amplification directe.

297. Principe des récepteurs à amplification directe. — Avec les tubes modernes, le gain obtenu par étage est proportionnel à l'impédance de charge. Il y a donc intérêt à utiliser une charge aussi élevée que possible.

De plus, il n'est pas seulement nécessaire d'amplifier les tensions captées

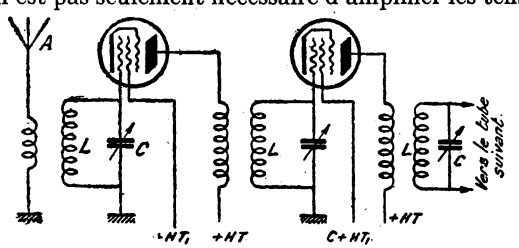


Fig. 223.

par le collecteur d'onde : il faut encore les séparer des tensions correspondant aux stations dont la fréquence est voisine.

Pour ces deux raisons, on est conduit à utiliser l'amplification à résonance. Nous ne reviendrons pas sur l'étude de principe qui a été faite d'une manière complète dans le tome II [1] ni sur le principe de réalisation des différents bobinages. Nous nous bornerons à signaler ici les avantages ou les inconvénients pratiques.

Le schéma de principe d'un récepteur à amplification directe est donné figure 223.

298. Avantages. — L'avantage principal, c'est qu'à chaque position des condensateurs d'accord ne correspond que la réception d'une seule

1. Voir tome II, nos 236 à 250.

station. Il en résulte que les sifflements dus aux différentes combinaisons de fréquences ne peuvent point se produire, comme dans un appareil à changement de fréquence [1].

De plus, à égalité de sensibilité, le bruit de fond [2] est généralement moins important.

Les différents circuits oscillants qui constituent le récepteur sont tous réglés simultanément sur la même fréquence. Il suffit donc de les équiper avec des éléments identiques pour que le problème de l'alignement soit immédiatement résolu.

Ces avantages n'ont cependant pas prévalus. A l'heure actuelle, les récepteurs à amplification directe sont pratiquement abandonnés. On utilise surtout l'amplification à haute fréquence en combinaison avec le changement de fréquence.

299. Inconvénients. — Un récepteur à amplification directe présente

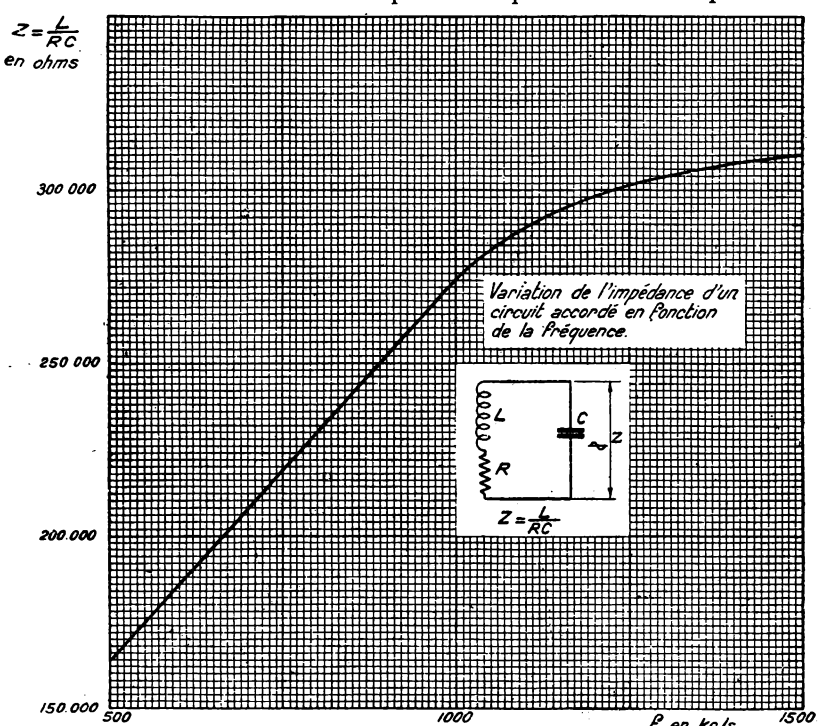


Fig. 223 *bis*.

1. Voir tome II, nos 309 à 311.
2. Voir tome II, no 334.

des variations de gain considérables le long des gammes de réception. C'est un fait facilement explicable. Le gain est sous la dépendance directe de la grandeur de l'impédance d'utilisation — qui est ici : $\frac{L}{RC}$.

Pour les fréquences supérieures de la gamme, C est très petit et il atteint une valeur importante à l'autre extrémité. Il passera, par exemple, de 50 ou 70 micromicrofarads à 500 micromicrofarads. R varie en sens inverse, mais avec des écarts beaucoup moins grands.

Si nous traçons la courbe de variation de Z, en fonction de la fréquence pour un certain bobinage HF à noyau magnétique, nous obtiendrons le résultat fig. 223 *bis*. Entre 600 mètres (500 kHz) et 200 mètres (1 500 kHz) l'impédance passe d'environ 150 000 ohms à plus de 300 000 ohms. Elle varie donc du simple au double. Le gain varie exactement de la même manière. S'il y a quatre étages d'amplification, la variation de gain entre les deux extrémités de la gamme sera donc dans le rapport 1 à $2 \times 2 \times 2 \times 2$ ou 1 à 16.

Si l'on veut éviter cet effet, il faudra avoir recours à des mesures spéciales qui compliqueront beaucoup l'appareil; on augmentera, par exemple, la valeur du couplage à mesure qu'on se rapprochera des fréquences les plus basses d'une gamme.

300. Courbe de transmission. — Si le schéma est conforme à la figure 223 et si les différents circuits oscillants ont un facteur de surtension élevé on obtiendra une courbe de résonance extrêmement pointue.

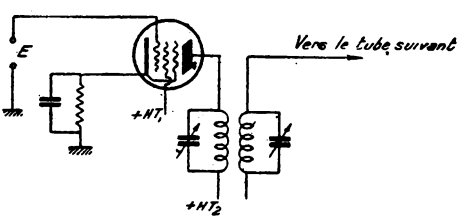


Fig. 224.

Le récepteur sera sélectif, mais la largeur de bande passante sera trop réduite. Les fréquences de modulation les plus élevées seront supprimées, ou tout au moins, atténuées.

Pour obtenir une courbe de transmission plus favorable tout en conservant une sélectivité acceptable, on sera amené à utiliser une liaison du type de la figure 224.

La grosse difficulté est le réglage du couplage. Pour obtenir l'effet

filtre de bande, il faut que le coefficient de couplage soit légèrement plus grand que la valeur critique. *Mais, ce coefficient est, en général, fonction de la fréquence.* Il est donc indispensable, soit de prévoir un dispositif mécanique, provoquant la variation voulue, soit encore d'utiliser un procédé assurant pratiquement la constance du couplage. De toutes façons, c'est une complication.

301. Commutation. Stabilité. — La commutation est toujours assez compliquée puisqu'elle doit s'exercer simultanément sur tous les circuits. Si l'on veut que le blindage soit absolument complet, ce qui est d'ailleurs presque indispensable pour obtenir un fonctionnement stable quand il y a plusieurs étages d'amplification, il faut que la commutation se produise à l'intérieur des blindages. C'est une très grande complication. Il devient, par la suite, difficile de vérifier les contacts.

Malgré cela il est difficile d'éviter les couplages parasites parce que certaines connexions sortent le plus souvent des blindages : par exemple les liaisons avec les éléments du condensateur variable.

302. Conclusions. — Ces quelques notes permettent de comprendre que la simplicité des récepteurs à amplification directe n'est bien qu'une apparence. En réalité, leur réalisation pose des problèmes plus difficiles à résoudre que ceux des changeurs de fréquence, aussi bien pour les récepteurs à tubes électroniques que pour ceux à transistors.

Aujourd'hui, les plus farouches tenants de ce système l'ont complètement abandonné, malgré sa logique apparente. Le système d'amplification directe n'est plus utilisé que pour des récepteurs très simples, destinés à l'écoute des stations proches et qui comportent, par exemple, un unique étage d'amplification devant un tube détecteur.

Récepteurs à changement de fréquence.

303. Généralités. — Dans les récepteurs à changement de fréquence, la tension incidente n'est pas amplifiée telle que le collecteur d'onde l'a transmise. Elle est *convertie* en une fréquence fixe qui est celle de fonctionnement de l'amplificateur.

Nous pouvons schématiser le récepteur à amplification directe comme sur la figure 225*a*. Quand on passe de l'écoute d'une station à celle d'une autre, il faut modifier l'accord de tous les étages de l'amplificateur HF.

Pour arriver à la figuration schématique du changeur de fréquence il suffit de faire précéder l'ensemble par le dispositif changeur de fréquence

et de fixer la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur. Nous arrivons ainsi au schéma de la figure 225*b*. Quand nous changeons le réglage du récepteur, il nous suffit d'agir sur les circuits de changement de fréquence.

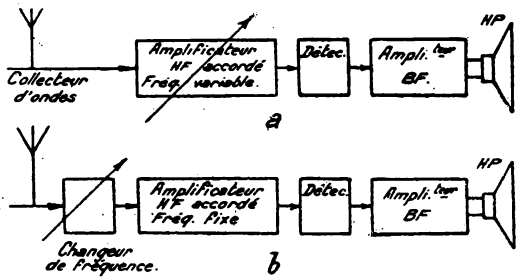


Fig. 225.

304. Avantages du changement de fréquence. — A nombre d'étages égal, l'amplificateur HF peut être rendu beaucoup plus efficace, précisément *parce qu'il travaille sur un réglage fixé une fois pour toutes* Le couplage entre circuits peut être déterminé et fixé à sa valeur la plus favorable.

Le gain qu'il donne est constant. Entre les deux extrémités d'une gamme de réception, il n'y aura plus l'écart énorme signalé à propos des récepteurs à amplification directe. Le seul écart viendra des circuits d'entrée. Il sera beaucoup moins important et, si on le désire, il sera beaucoup plus facile d'y remédier.

Pour passer d'une gamme à l'autre, la commutation ne s'exercera plus sur les circuits de l'amplificateur, mais uniquement sur les circuits d'entrée. Ce sera donc une simplification considérable.

Il sera beaucoup plus facile de réaliser un récepteur qui soit, à la fois, plus sélectif et plus musical.

305. Inconvénients. — A un réglage du dispositif changeur de fréquence correspond toujours la réception de deux fréquences dont l'écart est égal au double de la fréquence de conversion. Il faut donc prendre des précautions toutes spéciales pour que les tensions correspondant aux émetteurs transmettant éventuellement sur la *fréquence-image* ne puissent pas atteindre la grille d'entrée.

De plus, d'autres combinaisons de fréquence sont possibles. Si, en particulier, l'oscillation locale comporte des harmoniques, on pourra observer des réceptions anormales. Parfois, le mal se manifeste sous une forme un

peu moins aiguë mais tout aussi désagréable : l'audition est gênée par des sifflements produits par des interférences entre des ondes porteuses ou des combinaisons d'harmoniques [1]. Il est presque impossible d'éviter ces phénomènes d'une manière complète. Ajoutons, cependant, qu'une étude et une construction soignées permettent de les réduire à un tel point qu'ils demeurent inaperçus par l'usager du récepteur.

Le bruit de fond des récepteurs à changement de fréquence est, *à sensibilité égale*, plus important que celui des récepteurs à amplification directe. C'est une observation d'expérience. Ce « souffle » dépend non seulement du tube ou du transistor utilisé pour la conversion de fréquence, mais encore des constantes du fonctionnement (tension d'alimentation, tension de polarisation, amplitude de l'oscillation locale).

Un autre inconvénient est le glissement de fréquence ([2]). De plus si le montage est mal étudié, un couplage peut exister entre les circuits du collecteur d'onde et ceux de l'oscillation locale. Il en résulte que le récepteur se comporte comme un petit émetteur dont le rayonnement peut être suffisant pour brouiller les récepteurs placés dans le voisinage.

L'inconvénient le plus important des récepteurs à changement de fréquence est la difficulté de résoudre le problème de la monocommande. Les circuits accordés sur le rayonnement à recevoir et celui qui commande le changement de fréquence doivent présenter une différence constante de fréquence. Il y a là une difficulté sérieuse, tout particulièrement dans le cas général où le récepteur doit fonctionner sur plusieurs gammes de réception. Ce problème a déjà fait l'objet de quelques remarques dans le tome II [3]. Il sera traité plus loin.

La discussion précédente permet de comprendre le succès actuel des récepteurs à changement de fréquence. Les avantages sont bien nets et bien précis. Une étude attentive, une construction soignée, une mise au point minutieuse permettent de vaincre les difficultés. La balance reste donc penchée en faveur des avantages et c'est ce qui permet de comprendre pourquoi tous les récepteurs modernes sont à changement de fréquence.

Choix de la fréquence de conversion.

306. Généralités. — La discussion de ce problème a été esquissée dans le tome II [4]. Nous allons la compléter maintenant en tenant compte des considérations pratiques.

1. Voir tome II, n° 311.
2. Voir tome II, n° 328.
3. Voir tome II, n° 312.
4. Tome II, n° 309.

Les premiers récepteurs à changement de fréquence utilisaient des fréquences de conversion extrêmement basses. Nous avons étudié un appareil de ce type en 1924 dont la fréquence de conversion était de l'ordre de 30 kHz ce qui correspond à une longueur d'onde de 10.000 mètres. A cette époque, on ne savait pas construire commodément des circuits oscillants présentant un facteur de surtension élevé pour des fréquences relativement hautes. L'emploi d'une fréquence de conversion très basse présentait de nombreux avantages :

a) Il était facile d'obtenir une grande sélectivité.

b) Comme on ne connaissait que le tube triode, on obtenait un gain beaucoup plus considérable sur ces fréquences et la stabilité de l'amplificateur était obtenue facilement.

Enfin, les stations d'émission étaient peu nombreuses et les interférences par manque de présélection étaient inexistantes.

A mesure que des progrès étaient faits, aussi bien dans la construction des tubes que dans la réalisation des bobinages, on éleva régulièrement la fréquence de conversion.

Pendant un certain temps, la fréquence de 55 kHz (ou 5.450 m.) fut presque généralement adoptée ; puis un peu plus tard, celle de 110 ; puis, enfin, des fréquences de 135-125 ou 100 kHz.

Cette disposition fut conservée pendant longtemps.

Nous croyons avoir été un des premiers techniciens français à préconiser l'emploi d'une fréquence de conversion de l'ordre de 400 kHz. Nous avons étudié la réalisation de toute une série de récepteurs utilisant le procédé (Récepteurs Carac et Biplex). Peu à peu, une évolution se dessina et, à l'heure actuelle, tous les récepteurs utilisent des fréquences de conversion de l'ordre de grandeur que nous préconisions. Les fréquences standard, après avoir été de 472 kHz, sont désormais de 455, 465 ou 480 kHz, la plus souvent choisie pour éviter les interférences par images de fréquence.

307. Facteurs pouvant déterminer le choix. Présélection. — Un des premiers éléments a déjà été signalé plus haut; plus la fréquence de conversion est basse et plus il est facile de réaliser des circuits ayant un facteur de qualité intéressant.

C'est ce facteur qui intervenait jadis.

Par contre, plus la fréquence de conversion est basse et plus le problème de la présélection [1] est difficile à résoudre.

1. Voir tome II, n° 308.

Si la présélection est insuffisante on observera, par exemple, la réception des stations locales pour des réglages ne correspondant pas à leur fréquence normale.

De nombreuses auditions seront brouillées par des sifflements parasites.

Un autre élément déterminant, c'est que la fréquence de conversion ne doit pas, autant que possible, être comprise dans les bandes normales de réception. Il en résulterait des troubles importants qu'il est préférable d'éviter.

Aujourd'hui, avec les moyens mis à la disposition des techniciens, la question du facteur de qualité des bobinages est résolue. L'emploi des circuits magnétiques à fer divisé et, mieux encore, des ferrites céramiques, permet de réaliser des inductances dont le facteur de surtension dépasse les besoins normaux. Reste donc uniquement le problème de la présélection.

La fréquence de conversion devra donc :

a) être supérieure à la fréquence la plus élevée de réception ;

b) être inférieure à la fréquence de réception la plus basse (cas des amplificateurs sur 100 à 125 kHz).

c) être comprise entre les fréquences extrêmes de deux gammes (cas des amplificateurs sur 455 kHz).

Le cas *a*) ne peut être envisagé pour les récepteurs toutes ondes, puisque les fréquences les plus élevées sont telles qu'on ne peut envisager la construction d'un amplificateur fournissant des bons résultats.

On peut donc considérer simplement les cas *b*) et *c*).

Nous avons reconnu que l'élément principal du choix était la présélection. Nous allons examiner comment se comportent deux récepteurs utilisant des fréquences de l'ordre de 130 et de 455 kilohertz.

1° **Fréquence intermédiaire de 130 kc/s.** — I. *Gamme PO, 1.500 à 500 kHz (200 à 600 m.).* Pour écouter une station transmettant sur 500 kHz, l'oscillatrice sera réglée sur 500 + 130 ou 630 kHz.

Mais la réception d'une station sur 630 + 130, c'est-à-dire 760 kHz ou 390 m environ, sera également assurée. *Des brouillages par défaut de présélection pourront donc se produire dans toute la gamme des ondes moyennes.* Ils seront provoqués par les stations mêmes qui transmettent dans cette gamme et qui sont extrêmement nombreuses et puissantes.

Un circuit d'accord, même très sélectif, ne pourra point suffire à la tâche d'éliminer complètement les tensions transmises par des stations dont l'écart, par rapport à la résonance, est 130 + 130 ou 260 kHz.

L'expérience montre que *même les stations étrangères* pourront provoquer des sifflements d'interférence très gênants.

On sera donc amené nécessairement à prévoir un dispositif présélecteur plus efficace et, par conséquent, plus compliqué qu'un simple circuit oscillant.

Parmi les solutions pratiques on peut retenir :

1) *Emploi de deux circuits couplés au voisinage du couplage critique.*

Le résultat cherché est atteint facilement, car la courbe de sélectivité de l'ensemble, peu différente de celle d'un simple circuit au voisinage de la résonance, s'en éloigne très notablement pour un écart de 260 kilohertz . On retiendra les inconvénients suivants :

a) le dispositif est coûteux puisqu'il consiste à doubler tous les éléments du circuit d'accord ;

b) le problème du couplage optimum est difficile à résoudre puisque la valeur du coefficient dépend de la fréquence. Si le couplage magnétique est correct au milieu de la gamme, il sera exagéré pour les fréquences les plus hautes et insuffisant pour les fréquences les plus basses. On sera amené à prévoir un montage fournissant un couplage à peu près constant.

c) On peut admettre qu'un couplage correct correspondra à une perte d'amplitude de 50 % entre le premier circuit oscillant et le second. *Il y aura donc une diminution importante de sensibilité.*

2) *Circuits éliminateurs.* On peut aussi imaginer des circuits tels que la bande correspondant à la fréquence image soit éliminée par un véritable filtre de bande.

Ces dispositifs n'ont reçu que des applications très limitées. Ils sont souvent d'un réglage plus compliqué et d'une efficacité moins grande que les circuits dont il a été question dans les paragraphes précédents.

II. — *Gamme Grandes Ondes* (300 *à* 150 *kHz*) *ou* 1 000 *à* 2 000 *m*. Il est facile d'observer que le problème de la présélection se pose pour les gammes de fréquences suivantes de :

150 + 230, soit 380 kHz ou 789 m à 300 + 230 ou 530 kHz, c'est-à-dire 566 m. Ces gammes sont occupées par de très nombreuses stations téléphoniques et télégraphiques appartenant à la marine ainsi qu'à l'aviation. Il faudra donc veiller aussi attentivement à l'efficacité de la présélection.

Remarquons qu'on pourra cependant adopter une moindre perte de sensibilité parce que la différence relative de fréquence est plus grande. La complication sera, toutefois, aussi grande que pour l'autre gamme.

III. — *Ondes Courtes.* La différence de fréquence relative est si faible que toute présélection est pratiquement impossible.

2° **Fréquence intermédiaire de 455 kHz.** — I. *Gamme PO,* 1 500 *à* 500 *kHz* (200 à 600 m). Il est facile de montrer que le problème ne se pose pratiquement pas. En effet, les stations pouvant amener des sifflements d'interférence par fréquence-image sont comprises entre 1 410 et 2 410 kHz (212 à 124 m environ), c'est-à-dire qu'elles ne sont pas comprises dans la gamme d'écoute normale. Cette zone ne comporte guère que des stations télégraphiques peu puissantes, et nous savons que ces fréquences sont peu favorables aux transmissions à grande distance. Enfin, et c'est là le plus important, *l'écart relatif de fréquence entre un éventuel brouilleur et la station reçue est considérable.* Pratiquement, il est tel que l'efficacité d'un circuit oscillant de bonne qualité courante procurera une protection très suffisante contre les brouillages par fréquence-image.

Nous pourrons donc utiliser un circuit d'entrée très simple *et ne pas sacrifier dans un circuit de présélection,* 50 % *de la tension recueillie par le collecteur d'onde.* Ainsi l'appareil sera non seulement moins coûteux, mais encore il sera plus sensible.

II. *Gamme GO,* 300 *à* 150 *kHz* (1 000 *à* 2 000 *m*). Des brouillages pourront être provoqués par les stations dont les fréquences sont comprises

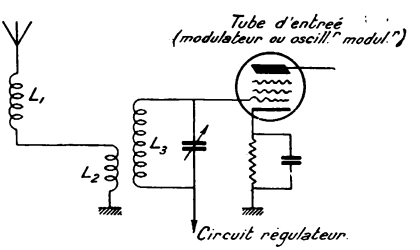


Fig. 226.

entre 1 210 et 1 060 kHz, c'est-à-dire 247 et 290 mètres environ.

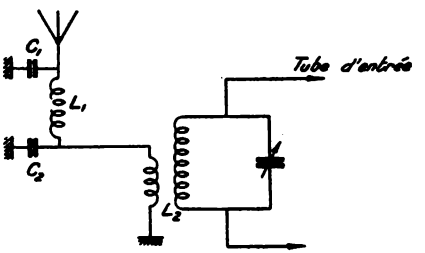
L'expérience montre qu'il est inutile de prévoir un présélecteur spécial. L'écart de fréquence relatif est ici encore plus considérable que sur les autres gammes.

D'autre part, on peut réaliser, dans la gamme 300 à 150 kHz, des circuits oscillants très sélectifs. Le défaut de présélection ne pourra être apparent que pour des appareils mal étudiés, avec un collecteur d'onde trop développé, ou encore, au voisinage immédiat d'un émetteur transmettant dans la bande dangereuse.

Enfin, s'il est nécessaire, l'écart de fréquence considérable permettra de disposer dans le circuit d'entrée un filtre éliminateur de bande extrêmement simple qui supprimera les tensions brouilleuses sans diminuer les tensions utiles.

Ces moyens ont déjà été passés en revue plus haut. Nous les citons ici pour mémoire.

Un procédé particulièrement efficace consistera à accorder très grossièrement le circuit d'antenne avec un bobinage relativement important L_1 (fig. 226). Ce procédé aura le double avantage d'éliminer la bande de fréquence gênante, et, en même temps, d'augmenter la sensibilité dans la bande de réception.



226 *bis.*

Eventuellement, bien que cela ne soit pas toujours indispensable, on pourra compléter l'élimination en ajoutant deux condensateurs de très petite capacité de l'ordre de quelques dizaines de micromicrofarads (fig. 226 *bis*).

Pour supprimer le brouillage, produit par un émetteur local puissant, on peut placer, en série dans l'antenne, un *circuit bouchon* accordé une fois pour toutes sur la fréquence de l'émetteur.

III. *Gammes d'ondes courtes.* L'écart relatif de fréquence est beaucoup plus considérable qu'avec une fréquence de conversion de 130 kilohertz. On peut envisager une présélection efficace. Toutefois, cette complication n'apparaît pas nécessaire dans la plupart des cas.

308. Résultat de la comparaison. — La conclusion s'impose immédiatement : les plus nombreux avantages sont en faveur d'une fréquence de conversion de 455 kHz, précisément parce que la présélection peut être réalisée d'une manière beaucoup plus simple.

L'emploi d'une fréquence de conversion de l'ordre de 130 kilohertz pourrait se justifier si la présélection se trouvait assurée par les circuits précédant le changement de fréquence. Tel sera le cas, par exemple, d'un appareil prévu avec un étage de haute fréquence avant la conversion.

Toutefois, même dans ce cas, l'emploi d'une fréquence intermédiaire basse ne présentera aucun avantage important, du moins dans les récepteurs de radiodiffusion, pour lesquels il est indispensable de prévoir une bande passante assez large. Il pourrait en être autrement s'il s'agissait de réaliser des appareils extrêmement sélectifs.

Amplificateur de moyenne fréquence ou fréquence intermédiaire

309-1. Généralités. — Tout d'abord, remarquons que l'expression *moyenne fréquence* n'est plus guère exacte aujourd'hui, puisque la fréquence de conversion est plus élevée que la fréquence de certaines gammes de réception. Nous l'employons cependant pour suivre la règle à peu près généralement conservée. L'expression : *fréquence de conversion* serait de beaucoup préférable, ou encore : *fréquence intermédiaire*, qui tend à se répandre.

L'amplificateur de moyenne fréquence joue un rôle extrêmement important. C'est lui qui détermine, en grande partie, la sensibilité, la sélectivité, et aussi la fidélité du récepteur.

Les transformateurs de liaison sont constitués par deux circuits accordés sur la fréquence de conversion et couplés au voisinage du couplage critique. On utilise presque toujours le couplage magnétique. L'ensemble des deux enroulements, et de leur condensateur d'accord, est placé dans un blindage, pour éviter toute réaction avec les circuits extérieurs.

La tendance générale actuelle est d'utiliser un seul étage d'amplification, couplé par des transformateurs à noyau magnétique.

La réalisation des transformateurs de moyenne fréquence a été traitée dans les précédents chapitres, ainsi que celle des circuits d'accord et des enroulements d'oscillation.

309-2. Circuits de fréquence intermédiaire avec tubes électroniques. — Dans les récepteurs usuels à modulation d'amplitude, il n'est plus question aujourd'hui d'utiliser deux étages d'amplification de fréquence intermédiaire. Avec les tubes modernes, à pente variable, un seul étage suffit pour obtenir la sensibilité nécessaire.

Le schéma classique est celui que nous donnons figure 227-1.

Les caractéristiques précises des enroulements varient avec le type de lampe utilisé. Les bobinages sont prévus avec des noyaux droits à base de fer divisé, parfois des « pots fermés », éventuellement des noyaux droits de ferroxcube.

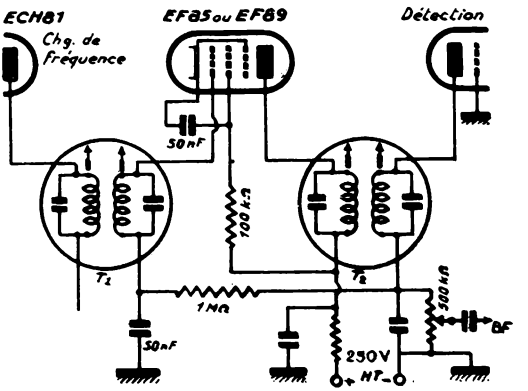


Fig. 227-1.

L'accord est réalisé au moyen d'un condensateur fixe au mica argenté et d'une variation d'inductance. Ce système donne une stabilité de réglage beaucoup plus parfaite que l'emploi d'un condensateur ajustable.

Le couplage entre les enroulements, généralement fixe, est réglé au moment de la fabrication. Il est généralement très voisin du *couplage critique* et n'est pas le même pour T_1 et T_2, par suite des variations d'amortissement, dues, en particulier, à la présence du détecteur.

Voici quelques valeurs moyennes, relatives à des réalisations industrielles :

Fréquence d'accord : 455 kilohertz
Inductance des enroulements : 500 à 600 microhenrys Gain de T_1 : 30 à 45 dB Gain de T_2 : 30 à 45 dB Gain total : 60 à 90 dB

Sélectivité :

Pour un affaiblissement de :	6	38	60	(dB)
Largeur de bande :	2,7	9	17	(kHz)

309-3. Circuits de fréquence intermédiaire pour récepteurs à modulation de fréquence. — Le schéma de principe est le même que le précédent. Toutefois la bande passante doit être de l'ordre de 185 à 200 kilohertz. C'est pour cette raison que la fréquence d'accord a été normalisée à 10,7 mégahertz.

Il est indispensable, dans ce cas, d'utiliser des tubes à grande pente.

Il existe également des transformateurs de fréquence intermédiaire *mixtes*. En fait, le blindage abrite deux transformateurs séparés, dont l'un est réglé sur 455 kilohertz, l'autre sur 10,7 mégahertz. On prévoit généralement une commutation. Certains artifices permettent d'ailleurs d'éviter cette servitude (montages équilibrés).

309-4. Circuits de fréquence intermédiaire avec transistors. Les transistors modernes, ont des caractéristiques qui permettent d'adopter la fréquence normalisée de 455 kilohertz. Toutefois le gain par étage n'est pas comparable à celui que fournissent les tubes électroniques modernes. Pour obtenir une sensibilité et une sélectivité comparables à celles d'un récepteur à tube, on est ainsi amené à prévoir deux étages d'amplification de fréquence intermédiaire.

La configuration la plus intéressante pour cette fonction est le montage en *émetteur à la masse* (on dit encore : *émetteur commun*). Ce montage est, en effet, comparable, dans une certaine mesure, au montage classique d'un tube électronique avec « cathode à la masse », le signal étant appliqué sur la grille. Cette configuration permet d'obtenir ce que l'on cherche ici, c'est-à-dire un gain en tension.

Nous donnons figure 227-2 un schéma d'amplificateur à fréquence intermédiaire fonctionnant sur 455 kilohertz.

Les transformateurs sont réalisés avec noyaux de ferroxcube ; le coefficient de surtension à vide est de l'ordre de 160 ; il tombe de moitié en charge. Les rapports des nombres de spires sont déterminés pour réaliser l'adaptation des impédances.

La sélectivité est la suivante :

Pour un affaiblissement de :	3 dB	9 dB	35 dB
Largeur de bande :	2,1	4,5	9 kHz

Il est impossible d'éviter le couplage interne entre les différentes électrodes des transistors. En particulier, il faut considérer qu'une capacité

existe entre la base et le collecteur. Cette capacité peut être comparée à la capacité grille-anode d'un tube triode. Elle produit une réaction interne qui peut être l'origine d'oscillations parasites.

Dans un tube triode, on peut avoir recours à la *neutrodynqtion*. La même opération, dans la technique des transistors se nomme *l'unilatéralisation*.

Le montage 227-2 est unilatéralisé au moyen des ensembles : résistances de 1 000 ohms et condensateurs de 56 picofarads qui relient les bases entre elles. Ces éléments sont mis en place une fois pour toutes : il est inutile de les prévoir ajustables.

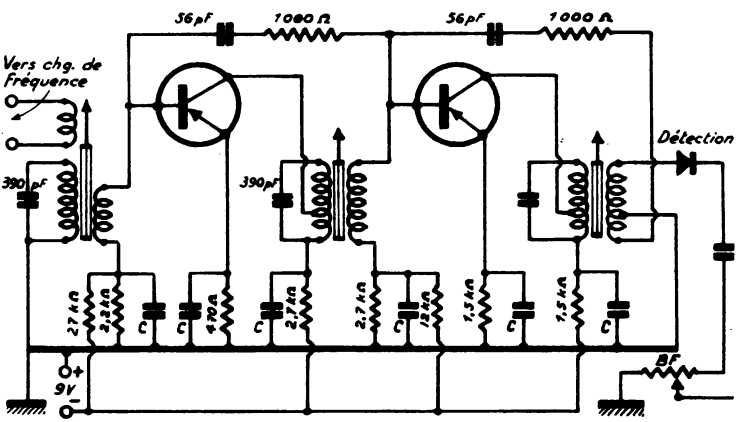


Fig. 227-2.

Le gain fourni par un tel amplificateur de fréquence intermédiaire est comparable à celui que donne l'amplificateur représenté sur la figure 227-1.

Réalisation du changement de fréquence monocommande.

310. Généralités. — Dans tout système de changement de fréquence on peut distinguer :

a) circuit d'oscillations locales;

b) circuit de modulation, ou de mélange, dans lequel on combine les oscillations incidentes avec les oscillations locales.

Ces deux fonctions peuvent être effectuées par deux tubes séparés. La première est remplie par un tube triode, la seconde par un tube à grande résistance interne : tétrode, penthode ou hexode.

On peut utiliser deux lampes séparées. On obtient une stabilité peut-être un peu supérieure, le phénomène du glissement de fréquence étant réduit. Le bruit de fond est généralement un peu plus faible.

Par contre, l'emploi d'une lampe combinée, presque général dans les récepteurs d'aujourd'hui, présente les avantages suivants :

a) facilité d'emploi ;

b) sensibilité plus grande ;

c) sensibilité plus constante le long de chaque gamme ;

d) rayonnement extérieur plus réduit (d'où moins de danger d'interférences parasites).

311. Tubes oscillateurs-modulateurs modernes. — L'étude théorique de ces tubes a été faite dans le tome II [1].

Nous nous bornerons à exposer ici quelques considérations pratiques.

Les tubes modernes les plus usuels (heptode, octode, triode-hexode) comportent pratiquement des éléments séparés pour les deux fonctions. Seule, la cathode est commune, ainsi que la grille de modulation pour certains modèles (octode). Des grilles écrans sont disposées entre les électrodes pour assurer une séparation électrostatique.

Cette indépendance des fonctions étant nécessaire au bon fonctionnement, il faut réaliser le montage des éléments extérieurs de telle sorte que tout couplage parasite extérieur soit impossible. Par exemple, il faut éviter que les bobines du circuit d'oscillation ne puissent induire des tensions dans les enroulements d'accord. On évitera donc tout couplage en blindant les deux groupes de bobinages ou, tout au moins, l'un d'eux.

Des précautions seront prises dans le câblage du commutateur pour éviter un couplage statique ou magnétique entre les deux circuits.

La réalisation des enroulements d'oscillation et de réception a été décrite plus haut. Nous rappelons qu'il est indispensable d'obtenir une amplitude des oscillations locales aussi constante que possible.

Nous donnons ci-contre figure 227-3 le schéma de montage d'un tube changeur de fréquence moderne ECH 81 (ou 6 AJ 8) qui est une triode-heptode. Seule la cathode est commune aux deux éléments.

On notera que la liaison entre la grille triode et la grille de modulation (grille 3) du tube heptode doit être réalisée *extérieurement* au moyen d'une

1. Voir tome II, nos 321 à 338.

connexion courte disposée sur le support du tube. Le constructeur a préféré laisser ces deux électrodes séparées, ce qui permet, évidemment, d'utiliser les deux éléments amplificateurs pour d'autres montages.

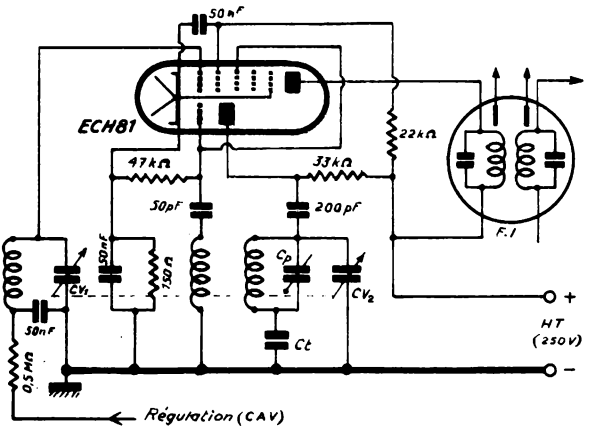


Fig. 227-3.

Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

Heptode :

Tension anodique	250 V
I_{g3} (courant d'oscillation avec 47 kΩ)	200 μA
Pente de conversion	0,8 mA/V
Résistance interne	1 MΩ

Triode :

Tension anodique	100 V
Intensité anodique	7,3 mA
Coefficient d'amplification k	17
Résistance interne	7 000 Ω
Pente	2,4 mA/V

Culot : noval.

311 bis. Changement de fréquence par transistor. — Comme tout élément amplificateur, le transistor peut être utilisé pour obtenir le changement de fréquence.

Les combinaisons réalisables sont nombreuses, quoique le principe soit pratiquement toujours le même. Il consiste, en effet, à bloquer périodi-

quement l'amplification au moyen d'un générateur fournissant des oscillations locales d'assez grande amplitude.

Exactement comme pour un tube changeur de fréquence, on peut réaliser, soit un montage avec oscillateur séparé, soit un montage auto-oscillateur.

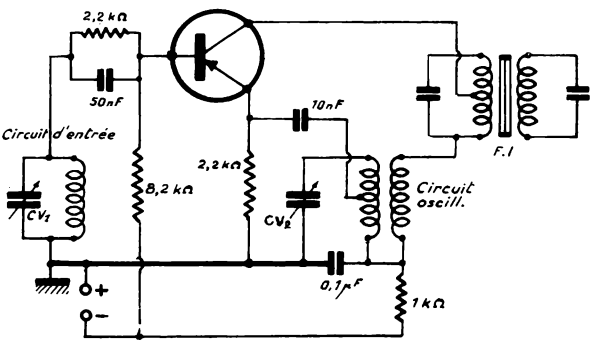


Fig. 227-4.

Le premier système est plus facile à mettre au point, parce que les bobinages fournissant les oscillations locales peuvent avoir des caractéristiques un peu moins bonnes. Mais les résultats sont pratiquement les mêmes.

Cette raison et le prix encore élevé des transistors font que la plupart des récepteurs commerciaux sont montés en « auto-oscillateurs ».

Le montage le plus courant utilise encore la configuration *émetteur à la masse*. Le signal incident est appliqué sur la base. L'entretien des oscillations est obtenu au moyen d'un couplage magnétique émetteur-collecteur.

Le transformateur de fréquence intermédiaire et l'enroulement d'entretien sont montés en série dans le circuit collecteur.

Pour mieux mettre en évidence les caractéristiques essentielles du montage nous avons éliminé les commutations et les dispositifs d'alignement. Il est facile de les ajouter pour obtenir le montage complet.

Pour obtenir le montage à deux transistors, il suffit de séparer la fonction : production des oscillations.

312. Alignement des circuits. Monocommande. Énoncé du problème. — Soit figure 228 un schéma de principe de changeur de fréquence.

Les oscillations incidentes sont transmises au circuit d'accord C_r L_r. Elles ont une fréquence f_r.

Il s'agit de les convertir en oscillations dont la fréquence sera f_c qui est la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur de moyenne fréquence. Pour arriver à ce résultat il faudra que le circuit d'oscillation locale soit réglé sur une fréquence f_o telle que l'on ait :

$$\boxed{f_o - f_r = f_c} \qquad (1)$$

Une autre solution serait de choisir f_o plus petite que f_r pour qu'on ait:

$$f_r - f_o = f_c$$

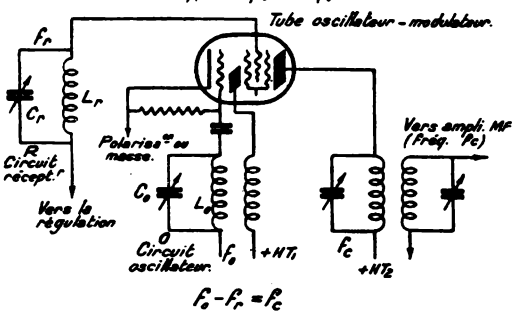


Fig. 228.

Mais cette deuxième solution n'est pas retenue ici, parce que, précisément, elle se prête moins bien à la résolution du problème qui nous intéresse. (Il faut, toutefois, faire exception pour les bandes d'ondes courtes.)

Le problème est le suivant : il faut que les condensateurs C_r et C_o soient commandés par le même axe et que toutes les autres fréquences des deux circuits R et O, déterminées par les rotations de l'axe commun, répondent à la condition (1) posée plus haut.

313. Emploi d'un condensateur variable à profil spécial. — On obtiendra évidemment le résultat voulu en taillant le profil des lames de C_o pour que l'équation (1) soit satisfaite. C'est évidemment une chose toujours possible. Cette solution n'offrirait que des avantages, si les récepteurs ne comportaient qu'une seule gamme de réception. Mais on peut dire que, pratiquement, il n'en est jamais ainsi.

En conséquence, il faudrait autant de sections différentes du condensateur C_r qu'il y a de gammes de réception.

Une solution approchée reste adoptée pour de nombreux récepteurs à deux gammes, notamment pour certains postes portatifs et postes-voiture. Le profil a été choisi pour répondre exactement à (1) dans une

des deux gammes. Pour la seconde gamme, un dispositif de correction par condensateur a été ajouté pour réduire l'erreur d'alignement.

314. Emploi d'un profil à variation linéaire de fréquence, avec stator décalable. — L'équation (1) sera satisfaite en utilisant, en R et en O, des inductances égales et si les condensateurs C_r et C_o, *à variation linéaire de fréquence,* sont décalés d'une quantité voulue.

On pourra donc utiliser un condensateur présentant deux stators et deux rotors identiques, mais réalisés de telle sorte que les rotors, ou les stators puissent être décalés d'un certain angle. La grosse difficulté pratique, c'est que l'angle de décalage doit être différent pour chaque gamme de réception.

La réalisation mécanique n'est pas impossible à concevoir. Toutefois, elle serait assez compliquée.

315. Alignement par « padding » et « trimmer ». — La solution généralement adoptée est, théoriquement, moins parfaite. Quand elle est réalisée avec soin, elle peut, néanmoins, donner des résultats pratiques très

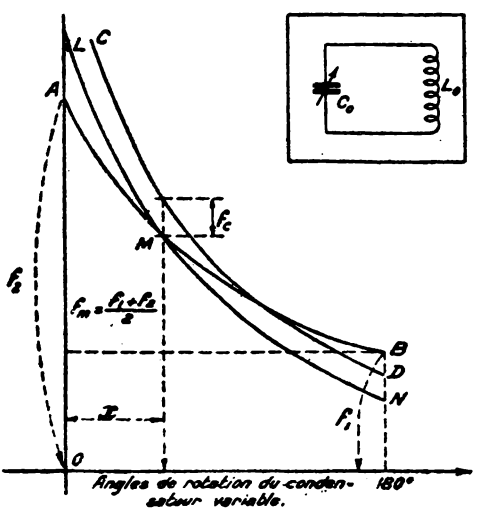


Fig. 229.

suffisants. Nous emploierons les mots « padding » et « trimmer » parce qu'ils sont aujourd'hui à peu près universellement admis.

On se propose de réaliser la condition (1) en utilisant des condensateurs C_r et C_o idendiques, c'est-à-dire des condensateurs à deux sections du

modèle courant. Pour chaque position du rotor commun, par rapport aux deux stators, nous avons simplement : $C_r = C_o$. *Si nous trouvons une solution, elle sera évidemment valable quelle que soit la loi de variation de la capacité en fonction de l'angle de rotation, c'est-à-dire quel que soit le profil des lames mobiles.*

Nous nous proposons de couvrir une certaine gamme de réception comprise entre f_1 et f_2.

Traçons (fig. 229) la courbe de variation de la fréquence du circuit R en fonction de l'angle de rotation du condensateur. Nous obtiendrons la courbe AB dont la forme dépend du profil des lames [1].

Proposons-nous de réaliser la condition (1) pour le milieu de la gamme, c'est-à-dire précisément la fréquence $f_m = \frac{f_1 + f_2}{2}$ à laquelle correspond le point M.

La valeur de capacité nous est, pour l'instant, imposée. C'est celle qui correspond à un angle de rotation x.

Si nous voulons satisfaire à (1) il faudra que la fréquence du circuit O soit plus grande d'une quantité f_c. *Nous obtiendrons ce résultat en adoptant pour le circuit O un bobinage dont le coefficient de self-induction L_o sera inférieur à celui de L_r.*

Traçons maintenant la courbe qui donne les variations de fréquence du circuit oscillateur en fonction de la variation de rotation du condensateur variable. Nous obtiendrons la courbe CD.

La condition que nous nous sommes imposée n'est satisfaite que pour le point M.

Si elle était satisfaite pour tous les autres points, la courbe CD serait identique à la courbe AMB, mais décalée vers le haut d'une quantité égale a f_c, fréquence de conversion. Pour faciliter l'appréciation des différences, opérons ce décalage sur la figure 229. Il est clair que la courbe LN ainsi obtenue va passer par le point M.

Le problème à résoudre est de faire coïncider aussi bien que possible ces deux courbes, l'erreur d'alignement étant représentée par l'écart vertical entre les deux tracés.

316. Action du trimmer. — Au début de la gamme, c'est-à-dire au

1. Il est facile de voir qu'il faut, par un moyen quelconque, réduire la variation de capacité du circuit des oscillations locales. Entre la plus basse fréquence et la plus haute d'une gamme, le rapport est de 3 environ, si l'on emploie le condensateur variable de 160 pF (500 à 1 500 kHz dans la gamme PO, par exemple). Le circuit des oscillations locales correspondant devrait couvrir de 500 + 455 = 955 à 1 500 + 455 = 1 955. Entre les deux fréquences il y a donc seulement un rapport de 2.

zéro du condensateur variable (point L), la fréquence des oscillations locales *est trop grande.* Mais nous pouvons corriger ce défaut d'une manière très simple : en plaçant un petit condensateur fixe, *le trimmer* C_t en parallèle avec le condensateur variable C_o (fig. 230). Nous pourrons, par exemple, ajuster C_t pour que la coïncidence de fréquence ait lieu au point A.

Cette opération aura pour conséquence de déplacer légèrement vers le haut, en M', notre point de coïncidence parfaite M.

Si, maintenant, nous traçons la courbe de variation de l'oscillatrice nous trouverons la courbe indiquée sur la figure 230.

Il est évident, déjà, que l'erreur d'alignement, représentée par l'écart vertical entre les deux courbes, commence à être moins important. Il y

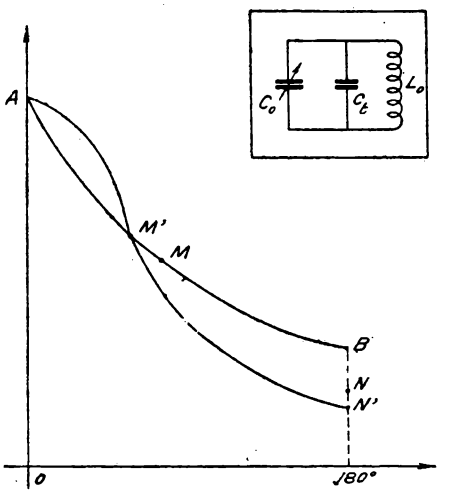


Fig. 230.

a deux points pour lesquels l'alignement parfait est réalisé : ce sont les points A et M'.

Remarquons que l'addition du condensateur C_t augmente un peu l'erreur au point N. La courbe passe maintenant par le point N'. L'écart demeure peu important. Nous en expliquerons les raisons un peu plus loin.

317. Action du padding. — Au point N (fig. 230) la fréquence des oscillations locales est trop basse. Pour amener le point N' à coïncider avec B il faudra donc diminuer la valeur effective de la capacité qui accorde L_o.

Un moyen très simple consistera à placer un condensateur C_p en série avec le condensateur d'accord (fig. 231).

En effet, la capacité C effective sera telle que l'on ait :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_o + C_t} + \frac{1}{C_p}.$$

Nous pourrons donc choisir C_p pour que le point N' vienne coïncider avec B.

L'allure des deux courbes est indiquée figure 231. En dimensionnant soigneusement les éléments L_o, C_p et C_t on peut réduire l'erreur maximum à quelques kilohertz tout au plus.

Il apparaît immédiatement à l'examen de la figure 231 qu'il sera sans

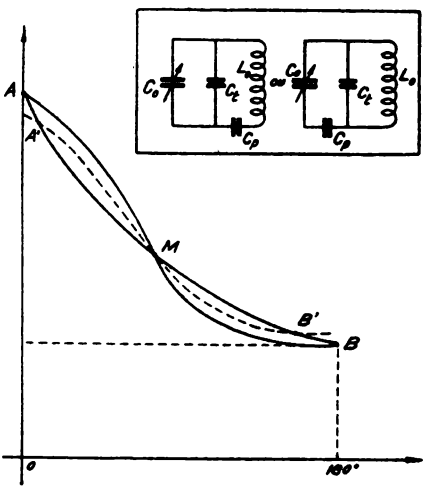


Fig. 231.

doute possible de réduire l'erreur d'alignement en choisissant les points extrêmes d'alignement parfait *non pas aux deux extrémités de la gamme mais à une certaine distance, en A' et B' par exemple (courbe en pointillé).* Le troisième point de coïncidence parfaite est généralement choisi au voisinage de la fréquence médiane.

318. Indépendance relative des réglages de C_p et C_t. — Il est possible d'expliquer pourquoi les réglages des condensateurs *trimmer* et *padding* sont indépendants dans une certaine mesure, le premier déterminant surtout la coïncidence des deux courbes pour les fréquences les plus élevées de la gamme, et le second pour les fréquences les plus basses.

Pour les fréquences élevées (longueurs d'onde les plus basses), le condensateur variable est au minimum. Il y a donc aux bornes du bobinage :

a) sa propre capacité répartie ;

b) la capacité résiduelle du condensateur variable en série avec le padding ;

c) le « trimmer » ;

d) la capacité des connexions.

La capacité la plus importante, à beaucoup près, est celle du « trimmer ». La présence du « padding » ne change pratiquement rien parce que sa valeur est toujours très grande par rapport à la capacité résiduelle. Dans ces conditions, la capacité effective est toujours très sensiblement égale à la capacité résiduelle, *même si le trimmer varie de* 25 *à* 30 %.

L'autre coïncidence extrême est déterminée par le « padding ». La capacité totale est alors, suivant la valeur du « padding », comprise entre 200 et 450 picofarads. Or, la capacité du trimmer ne dépasse généralement pas 50 picofarads. Il en résulte qu'une variation de 25 % ne se traduit que par une variation de l'ordre de 10 %. Ce n'est pas absolument négligeable. C'est, d'ailleurs, la raison pour laquelle il convient d'abord de régler les fréquences les plus élevées de la gamme.

Quand on utilise une fréquence de conversion de 455 kHz, on est conduit, sur la gamme grandes ondes (150 à 300 kHz) à employer un « padding » relativement petit et un « trimmer » relativement grand. Il se produit alors une réaction sensible d'un réglage sur l'autre. Nous indiquerons plus loin comment on tourne pratiquement la difficulté.

Il est à noter que le « padding » calculé est souvent désormais un condensateur *fixe* placé en série avec l'enroulement. Dans ce cas l'ajustement final lors de la mise au point du récepteur sera fait par réglage des noyaux magnétiques filetés placés dans les bobinages et qui ajustent la valeur de l'inductance.

319. Détermination pratique d'une commande unique. Généralités. — Les éléments de la commande unique sont :

L'inductance de l'oscillatrice L_o ;

La valeur du « trimmer » C_t ;

La valeur du « padding » C_p.

Les données du problème sont :

Les valeurs extrêmes de C_o ;

La fréquence de conversion f_c ;

Les fréquences de coïncidence f_1, f_m et f_2.

La condition posée est que l'erreur d'alignement maximum soit aussi réduite que possible.

Le problème peut être résolu mathématiquement de différentes manières. On est ainsi conduit à des formules qui permettent de calculer les éléments inconnus en fonction des données.

De nombreux auteurs ont étudié la question

Or, comme le problème n'admet pas de solutions rigoureusement parfaites, les méthodes diffèrent par les hypothèses et les simplifications introduites. Elles conduisent parfois à des valeurs d'éléments assez éloignées.

En fait, elles ne sauraient donner que des ordres de grandeur. C'est au moment de la mise au point définitive qu'il faudra retoucher les éléments.

Il nous apparaît donc tout à fait inutile de reproduire ici les raisonnements qui ont conduit les différents auteurs à l'expression de leurs solutions. Nous donnerons simplement, plus loin, les formules proposées par la R. C. A. qui semblent conduire, le plus simplement, aux résultats les plus précis. Toutefois, nous indiquerons tout d'abord une méthode empirique qui permet de trouver pratiquement la même solution et, souvent, avec une rapidité plus grande et avec une exactitude d'alignement tout aussi bonne.

320. Méthode de détermination empirique. — Il faut, d'abord, se fixer les trois fréquences f_1, f_m, f_2 pour lesquelles l'erreur d'alignement est nulle. Dans la gamme PO on prendra, par exemple :

$$f_1 = 570 \text{ kHz}$$
$$f_2 = 1350 \text{ kHz}$$

La fréquence moyenne est :

$$f_m = \frac{570 + 1350}{2} = 960 \text{ kHz}.$$

Dans la gamme G. O. :

$$f_1 = 160 \text{ kHz}$$
$$f_2 = 240 \text{ kHz}$$
$$f_m = \frac{160 + 240}{2} = 150 \text{ kHz}$$

On établira un enroulement oscillateur tel que la coïncidence soit obtenue au point f_m *en l'absence de trimmer et de padding.*

Nous aurons préalablement réglé l'enroulement d'accord L_r, figure 228, pour suivre le cadran prévu pour l'appareil. Ou, au contraire, nous aurons étalonné le cadran d'après l'inductance L_r choisie.

Il sera, dès lors, facile de vérifier la coïncidence. En effet, dans un appareil normal, *c'est toujours la sélectivité des circuits moyenne fréquence qui l'emporte.* Le point de réception sur le cadran est déterminé non pas par l'accord du circuit R, mais par celui du circuit O.

Nous pourrons donc ajuster l'inductance de l'oscillatrice de telle sorte que l'erreur d'alignement soit nulle pour f_m. Il sera, d'ailleurs, prudent de prévoir, tout d'abord, une inductance un peu plus grande.

Ce résultat étant obtenu, ce qui n'offre aucune difficulté, on réalisera la coïncidence pour le voisinage du zéro du condensateur en branchant le « trimmer » (fréquence f_2).

Après quoi, on branchera le « padding » en série et on réalisera la coïncidence pour la fréquence f_1.

On peut obtenir très rapidement les valeurs approximatives de C_t et C_p en utilisant un petit condensateur variable préalablement étalonné.

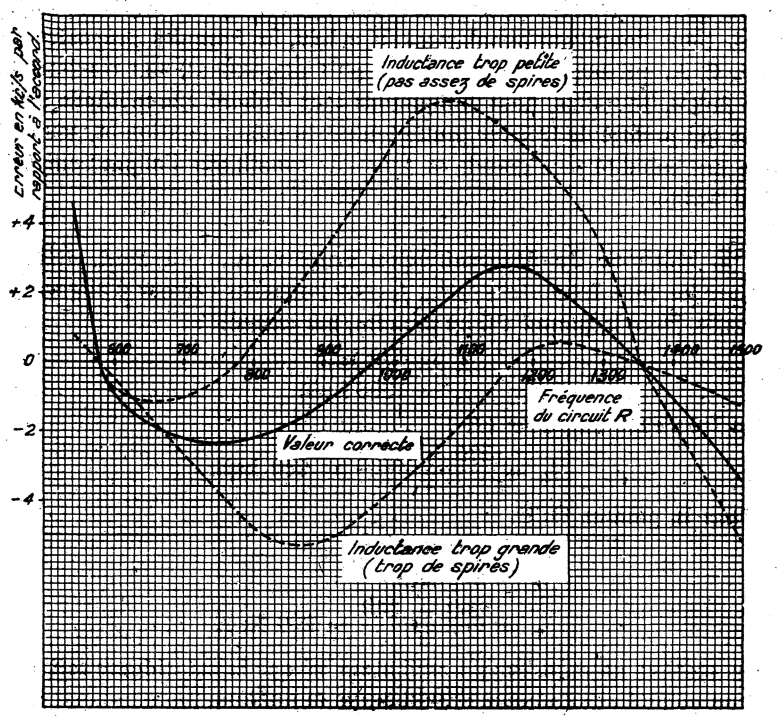


Fig. 232.

Après avoir réglé l'accord pour f_1 on pourra vérifier que l'accord pour f_2 n'a pas été changé. Au besoin, on le corrigera.

Les opérations préliminaires sont alors terminées. Le réglage final sera obtenu grâce à cette remarque : *si l'inductance de l'oscillatrice est trop grande, le point de coïncidence intermédiaire est obtenu pour une fréquence plus élevée que f_m et inversement.*

Si l'on a pris soin d'étalonner soigneusement le cadran du condensateur variable en fonction du circuit C_r, il est extrêmement simple de vérifier

non seulement la position du point d'accord exact, mais de connaître l'erreur d'alignément existant pour chaque point de la gamme.

Cette erreur est d'autant plus faible que :

a) la fréquence de conversion est plus différente de la fréquence de réception;

b) les deux fréquences extrêmes f_1 et f_2 sont plus rapprochées.

En pratique, l'erreur maximum ne doit pas dépasser 4 kilohertz.

Nous donnons à titre documentaire, figure 232, une courbe d'erreur d'alignement relevée sur un récepteur mis au point avec la méthode que nous venons d'indiquer.

321. Formules de calculs d'une commande unique (méthode et symboles de la R. C. A.)

Les données sont :

f_c = fréquence de conversion (moyenne fréquence).

f_1, f_2, f_m } fréquences de coïncidence.

L_r = inductance du circuit d'accord.

$$a = f_1 + f_2 + f_m$$
$$b = f_1 f_2 + f_1 f_m + f_2 f_m$$
$$c = f_1 f_2 f_m$$
$$d = a + 2f_c$$
$$l = \frac{(bd - c)}{2 f_c}$$
$$m = l + f_c^2 + ad - b$$
$$n = \frac{cd + f_c^2 l}{m}$$
$$C_o = \frac{25.33}{L_r f_c^2}$$

Dans le cas du schéma I, les solutions sont :

$$C_p = C_o f_c^2 \left(\frac{1}{n} - \frac{1}{l}\right)$$
$$C_t = \frac{C_o f_c^2}{l}$$
$$L_o = L_r \frac{l}{m} \left(\frac{C_t + C_p}{C_p}\right).$$

Dans le cas du schéma II, les solutions sont :

$$C_p = C_o f_c^2$$
$$C_t = \frac{C_o f_c^2}{l - n}$$

$$L_o = L_r \frac{1}{m}\left(\frac{C_t}{C_t + C_p}\right).$$

Les fréquences sont exprimées en mégahertz.

Les capacités sont exprimées en picofarads. ds.

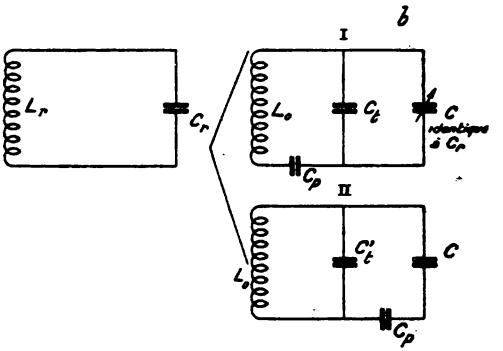


Fig. 233.

Les inductances sont exprimées en microhenrys.

Les notations utilisées sont celles que l'on trouve dans le mémoire original de la R. C. A.

L'application de ces formules conduit à des calculs assez longs. On notera que les chiffres trouvés ne doivent pas être considérés comme des solutions absolument rigoureuses du problème. Il y a toujours lieu de retoucher empiriquement aux éléments ainsi déterminés.

Commande unique sur ondes courtes.

322. Généralités. — On pourrait calculer la commande unique sur ondes courtes exactement comme pour les ondes normales. On ne le fait que très rarement. Même pour une fréquence de conversion de 455 kHz le désaccord entre les deux points de réception demeure peu important. Il est, en moyenne, inférieur à 10 %. Un simple circuit d'accord serait donc incapable d'assurer l'élimination de la fréquence image, même s'il était possible d'obtenir des bobinages ayant un facteur de mérite comparable à celui qu'on obtient dans les bandes normales.

Il faudrait alors faire appel à une succession d'au moins 4 circuits couplés pour certaines fréquences. La perte de sensibilité serait considérable et la complication inacceptable.

L'expérience ayant montré que le défaut de présélection n'a aucune conséquence grave, on a pratiquement adopté deux solutions :

a) circuit d'entrée non accordé;

b) alignement approximatif.

323. Circuit d'entrée non accordé. — *a*) On supprime tout accord du circuit d'entrée. Ainsi le problème de l'alignement se trouve supprimé. On recevra, par contre, chaque station de la même manière sur deux réglages. Tout étalonnage précis du cadran en longueurs d'ondes deviendra impossible.

On peut adopter le montage figure 234 *a*). Une simple bobine B est intercalée dans le circuit d'antenne. Cet enroulement est généralement un solénoïde en gros fil nu ou émaillé comportant de 15 à 25 spires. On fait en sorte que la longueur d'onde propre de l'ensemble tombe à peu près dans la gamme d'écoute.

La sensibilité ainsi obtenue est excellente.

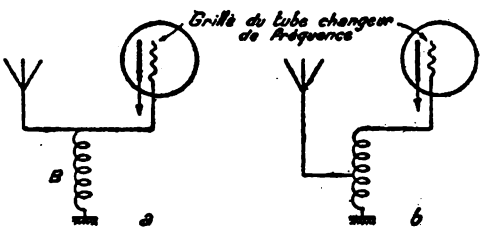


Fig. 234.

On peut aussi avoir recours au sytème de la figure 234 *b*) qui ne diffère du précédent que par le montage de l'enroulement qui comporte une prise intermédiaire.

On peut noter que le montage a pour effet de connecter la grille d'entrée à la terre, à travers B. On supprime ainsi la régulation sur le tube changeur de fréquence, pour la réception des ondes courtes. L'expérience montre qu'il n'y a que des avantages à opérer ainsi. En effet :

a) on supprime une des causes du glissement de fréquence. La distorsion apportée par le tube demeure le plus souvent acceptable;

b) on évite certains ronflements qui seraient amenés par l'antenne. Les éléments de découplage prévus dans le circuit régulateur sont, en effet, insuffisants pour les basses fréquences. Or, il y a souvent des inductions du secteur sur l'antenne. On pourrait tourner cette difficulté en connectant une très petite capacité en série avec l'antenne. Mais l'inconvénient signalé au paragraphe précédent subsisterait.

Ce système a, toutefois, l'inconvénient de compliquer la commutation. En effet :

Le schéma de principe de la commutation est celui de la fig. 234 *bis*. Le condensateur variable est relié en permanence à la grille du tube d'entrée, avant l'embranchement du commutateur. Or, pour l'écoute sur gammes d'ondes courtes, il faut mettre hors circuit le commutateur. Il est donc nécessaire de prévoir une coupure en Y, ou un second embranchement en X.

La capacité parasite de la grille d'entrée se trouve augmentée dans des proportions notables et les chances d'instabilité sont plus grandes.

On peut aussi insérer en permanence la bobine B au point X. Mais les inconvénients demeurent les mêmes.

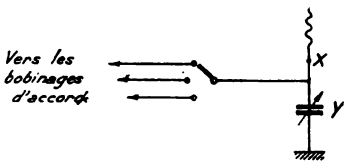


Fig. 234 *bis*.

324. Alignement approximatif. — *b*) C'est pour ces raisons qu'on préfère souvent utiliser un alignement approximatif, ce qui permet de monter le circuit des ondes courtes exactement comme les autres gammes. Les écarts d'alignement, qui sont parfois considérables, n'affectent pas la sensibilité d'une manière exagérée.

En général, on se contente d'aligner en deux points.

Pour les fréquences inférieures on agit sur l'inductance de l'enroulement d'oscillatrice ou sur un trimmer. Dans bien des cas, le padding est un condensateur fixe ; le noyau des bobinages peut être alors réglable pour ajuster la valeur de l'inductance.

Les erreurs d'alignement sont plus réduites en choisissant la fréquence *inférieure* de l'oscillatrice, contrairement à ce qu'on fait sur les autres gammes.

325. Exemple de détermination des éléments complets d'une commande unique pour changeur de fréquence.

3 gammes de réception : G.O. : 155 à 320 kHz
P.O. : 520 à 1 600 kHz
O.C. : 5,9 à 18 MHz

B. E. — Les circuits de cette gamme sont utilisés également, par commutation des capacités série et parallèle, en gamme « ondes courtes étalée », où la variation en fréquence, par

rotation complète du condensateur variable, se limite à : 5,92 à 6,4 MHz (bande des 49-50 m).
condensateur d'accord standard :
C résiduelle = 15 picofarads
C maximum totale = 490 picofarads
Fréquence de conversion = 480 kHz.

Inductances d'accord : (± 2 %).

G.O. = 1 760 microhenrys
P.O. = 168 microhenrys
O.C. = 1,12 microhenrys

Inductance des enroulements accordés d'oscillatrice (après alignement, noyaux réglés

G.O. = 350 microhenrys
P.O. = 78 microhenrys
O.C. = 1,4 microhenrys

Condensateurs d'alignement (± 5 %).

Trimmers — G.O. = 140 picofarads
P.O. = 46 picofarads
O.C. = 23 picofarads

Paddings — G.O. = 208 picofarads
P.O. = 540 picofarads
O.C. = 4 600 picofarads

A noter que ces valeurs ne sont pas le résultat de calculs mais proviennent de la moyenne des mesures sur une série de récepteurs identiques, préalablement réglés de telle sorte que les erreurs d'alignement soient aussi réduites que possibles.

Points d'alignement

	padding ou noyaux	*trimmer*
G.O.	160 kHz	200 kHz
P.O.	574 kHz	1 400 kHz
O.C.	6,1 MHz	15 MHz
B.E.	fixe	6,1 MHz

(Ces points sont en conformité avec le standard SNIR 56)

Amplificateurs en haute fréquence des récepteurs à changement de fréquence

326-1. Généralités sur les étages HF d'entrée. L'emploi d'un étage d'amplification avant changement de fréquence présente un intérêt considérable chaque fois qu'on veut établir un récepteur dont les performances doivent être spécialement bonnes.

Les principaux avantages sont, en effet, les suivants :

a) *Augmentation de sensibilité.*

Le gain propre de l'étage est pratiquement égal à celui d'un étage d'amplification de fréquence intermédiaire. De plus, le fonctionnement de l'étage changeur de fréquence est amélioré. Celui-ci présente en effet une caractéristique de sensibilité généralement quadratique.

b) *Augmentation de sélectivité.*

c) *Augmentation de la protection contre les brouillages.*

La question de la pré-sélection a été examinée plus haut. Mais tout circuit pré-sélecteur introduit obligatoirement une atténuation et, par conséquent, une perte de sensibilité. L'emploi d'un étage d'amplification directe permet d'obtenir une protection excellente contre les *images de fréquence* tout en augmentant la sensibilité.

Avec une amplification de fréquence intermédiaire réglée sur 455 kilohertz, c'est pratiquement le seul moyen d'obtenir une pré-sélection efficace dans les gammes d'ondes courtes.

Le montage donne également une amélioration en ce qui concerne les brouillages par action directe sur la fréquence intermédiaire.

d) *Amélioration du facteur signal/souffle.*

Le facteur de souffle d'un étage d'amplification directe est notablement plus favorable que celui d'un étage à changement de fréquence. Or, le facteur de souffle d'un récepteur est déterminé principalement par l'étage d'entrée.

e) *Amélioration de la régulation.* Le réglage automatique de sensibilité agit sur l'étage de haute fréquence.

Toutefois, il faut également tenir compte des inconvénients suivants :

1° *Complication supplémentaire.*

Il faut naturellement que le circuit de haute fréquence soit accordé.

En effet, l'emploi d'un étage dit « aperiodique » (ou plus exactement à large bande) ne présente qu'un intérêt tout à fait restreint.

Il faut donc prévoir non seulement le jeu de bobinages supplémentaires, mais également, les éléments de commutation et d'accord (soit condensateur, soit inductance variable).

2° *Tendance aux oscillations parasites.*

326-2. Amplification HF par penthode. — C'est le montage classique d'un étage de haute fréquence. Nous en donnons le principe sur la figure 231-1. Les différents points de commutation sont numérotés. On utilise ici un couplage par transformateur à secondaire accordé. On peut économiser un point de commutation en réalisant un couplage avec circuit d'anode accordé sans transformateur.

Les résultats obtenus sont peu différents.

Le gain que fournit un étage de haute fréquence varie avec les différentes gammes. A titre documentaire, nous donnons ci-dessous quelques chiffres mesurés en utilisant le schéma figure 235-1 avec un tube EF 85.

Fréquence	Longueur onde (m)	Gain (dB)
30 MHz	10	22
20 MHz	15	22
15 MHz	20	25
10 MHz	30	32
7,5 MHz	40	36
6 MHz	50	37
1 500 kHz	200	48
500 kHz	600	46
300 kHz	1 000	45
150 kHz	2 000	43

La sensibilité brute d'un récepteur comportant :

1 HF EF 85
1 ch. ECH 81
1 MF EF 85
1 D-BF EBF 80
1 Deph. ECC 81
2 Puiss. EL 84 (montage symétrique)

est de l'ordre de 2 microvolts dans les gammes les plus courtes (30 MHz) et inférieure à 1 microvolt dans les gammes normales.

La sensibilité *utilisable* est, dans toutes les gammes, inférieure à 10 microvolts.

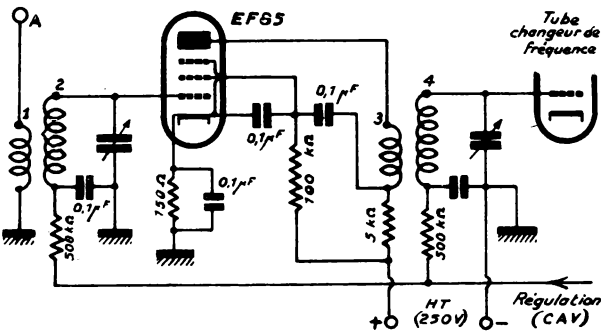


Fig. 235-1.

326-3. Amplification HF pour récepteurs à large bande. — (tubes triodes HF-étages cascodes). — C'est le cas des récepteurs pour émissions en modulation de fréquence et — encore davantage — des récepteurs de télévision.

Le facteur essentiel est — cette fois encore — le rapport signal/souffle. Si l'on veut réaliser un récepteur présentant une grande sensibilité utilisable, il faut donc chercher, avant tout, à constituer un étage d'entrée présentant un facteur de souffle aussi favorable que possible. Il faut donc nécessairement éviter l'entrée directe sur l'étage changeur de fréquence.

D'autre part, la résistance équivalent de souffle d'un tube triode est beaucoup plus favorable que celle d'un tube penthode : 600 ohms par exemple, au lieu de 2 500.

L'importance du facteur de souffle de l'étage d'entrée est telle qu'on préfère utiliser un tube triode, malgré que le gain soit nécessairement plus faible. Toutefois le montage classique du tube triode, avec cathode à la masse ne convient guère, à cause de la capacité interne. D'autre part, on ne peut guère espérer réaliser une neutrodynation très efficace dans une bande très large.

MONTAGE AVEC GRILLE A LA MASSE.

Pour cette raison, on emploie communément la configuration particulière dite *grille à la masse*, dont nous avons représenté le schéma de principe sur la figure 235-2.

Le signal est appliqué au tube entre cathode et masse. La grille, jouant sensiblement le même rôle que la grille écran d'un tube penthode, sépare électrostatiquement les circuits d'entrée et de sortie. La charge est disposée dans le circuit d'anode.

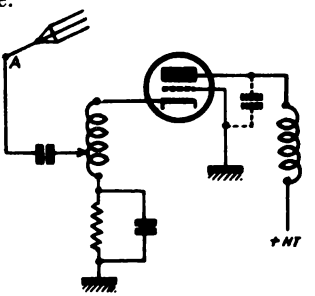


Fig. 235-2.

On voit immédiatement que le circuit d'entrée est également parcouru par le courant anode-cathode. Il en résulte une contre-réaction qui réduit le gain. De plus, on peut montrer que l'impédance d'entrée d'un tel montage est faible. A la limite, elle est égale à l'inverse de la pente ; c'est-à-dire à $1/s$. Avec des tubes à grande pente, cette impédance est de l'ordre de 200 ohms. Il en résulte un amortissement considérable, qui peut d'ailleurs être utile pour élargir la bande passante. Il faut toutefois réaliser l'adaptation entre le circuit d'entrée et le tube. C'est la raison d'être du montage en auto-transformateur représenté sur la figure 235-2.

Les récepteurs destinés à la modulation de fréquence comportent fréquemment un étage d'amplification directe par un élément triode ECC 85, monté avec grille à la masse. L'autre élément est utilisé comme changeur de fréquence auto-oscillateur.

Le gain fournit par le premier étage est faible. Mais le facteur de souffle est très réduit, ce qui est très avantageux.

MONTAGE CASCODE.

Un montage d'amplification directe extrêmement employé dans les récepteurs à très large bande et, en particulier pour la télévision est le montage dit « cascode » qui utilise deux tubes triodes.

Le premier tube est branché avec cathode à la masse et le second avec grille à la masse.

L'entrée du second élément sert, en quelque sorte, de charge au premier tube. Cette charge étant $1/s$, le gain est égal à $s \times 1/s$ soit 1. Quant à

l'autre élément, son gain est sensiblement égal au produit de la charge Z_p par la pente s. Le gain total est donc :

$$G = s \times Z_p$$

C'est celui que donnerait une penthode de pente s, mais le facteur de bruit serait celui du premier tube triode. Il est donc tout à fait favorable.

Nous donnons figure 235-3 le schéma d'un montage cascode dans lequel les deux tubes sont montés en parallèle en ce qui concerne l'alimentation

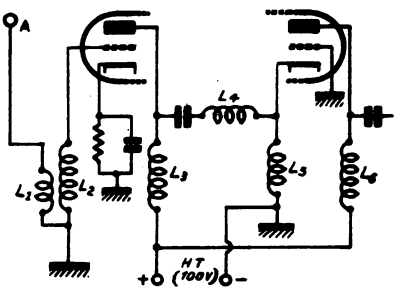


Fig. 235-3.

anodique. On notera l'absence de condensateur d'accord aux bornes des circuits. En effet, dans les amplificateurs à large bande, les seules capacités d'accord sont constituées par les capacités parasites et les diverses capacités des tubes électroniques. On peut montrer que le produit du gain G par la bande passante (à — 3 décibels) est une constante égale à :

$$GB = \frac{s}{2\pi C_t}$$

C_t, étant la somme des capacités en parallèle avec le circuit de charge. Il est donc bien évident qu'il y a intérêt à réduire C_t autant qu'on le peut.

On peut aussi prévoir une alimentation anodique série des tubes électroniques du cascode. Ce montage est d'autant plus intéressant que les tubes employés pour les montages cascode sont souvent prévus pour supporter au maximum une tension de 100 à 125 volts. Or, on dispose généralement d'une tension anodique de 250 volts. En alimentant les deux tubes en série chacun d'eux reçoit la tension anodique convenable.

Nous avons représenté figure 235-4 un schéma de montage cascode avec alimentation anodique en série.

Les deux schémas précédents représentent des schémas de principe. En pratique, on peut éventuellement être amené à neutrodyner le premier étage pour compenser l'influence de la capacité entre grille et anode. Cette mesure n'est pas indispensable mais permet d'obtenir une réduction du bruit de fond.

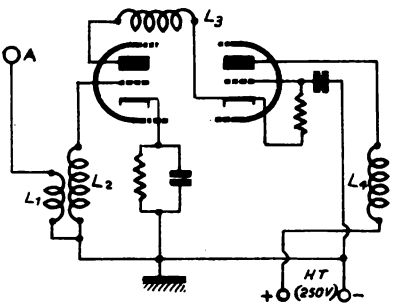


Fig. 235-4.

TUBES UTILISÉS. MONTAGE PRATIQUE.

On peut employer des tubes double triode pour la réalisation du montage cascode (6 J 6, ECC 81). Mais il est toutefois préférable d'utiliser des tubes spécialement étudiés pour cet usage. C'est le cas des tubes 6 BQ 7, 6 BZ 7, ECC 84 et plus récemment encore, du tube ECC 189. Dans ce dernier l'emploi d'une *grille cadre* permet de diminuer la distance entre cathode et grille, ce qui se traduit par une augmentation notable de la pente. Ce rapprochement des électrodes ne se traduit pas par une augmentation correspondante de la capacité parasite, car on a donné à l'anode une forme spéciale.

Les principales constantes du tube ECC 189 (et PCC 189) sont les suivantes :

Tension anode	90 V
Tension de grille	1,2 V
Courant d'anode	15 mA
Coefficient d'amplification k	34
Pente max. s	12,5 mA/V
Résistance interne ρ	2 720 Ω
Résistance équivalente de souffle	350 Ω

Les capacités parasites sont respectivement de 1,9 et 3,3 picofarads pour les deux éléments.

Les deux cathodes sont électriquement séparées :

culot : noval

La caractéristique est à pente variable.

A titre documentaire, nous donnons ci-joint le schéma de réalisation d'un circuit d'entrée complet de téléviseur équipé d'un tube ECC 189, cascode et d'un tube triode-penthode monté en changeur de fréquence additif (fig. 235-5).

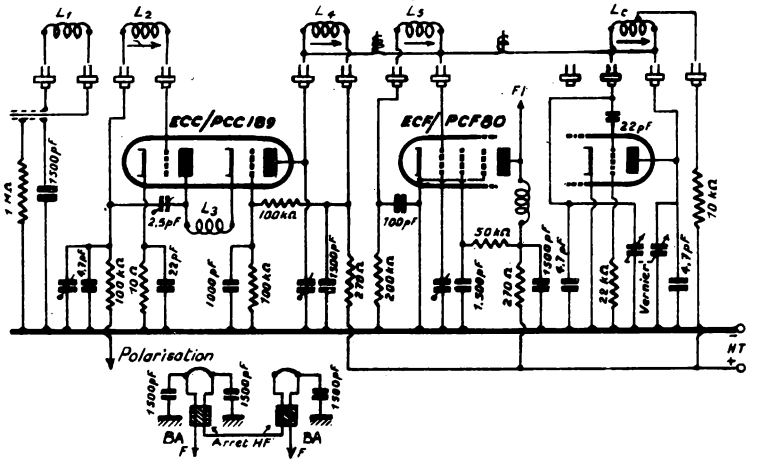


Fig. 235-5.

Les résultats mesurés sur ce montage dans la bande III de télévision (200 MHz) sont les suivants :

Gain d'antenne	1,2
Gain en tension du premier tube triode	1,2
Gain en tension de second tube	14
Gain en tension totale entre antenne et anode du tube mélangeur	70
Largeur de bande (à — 3 dB) environ	18 MHz

CHAPITRE XVI

Les circuits de basse fréquence

Généralités. — Les tensions fournies par un détecteur sont toujours beaucoup trop faibles pour être utilisées directement dans un haut-parleur. On ne pourrait, d'ailleurs, en augmenter l'amplitude qu'en obligeant les étages de moyenne fréquence à fournir des tensions plus élevées. On risquerait alors de provoquer des déformations par surmodulation et transmodulation.

Il faut donc remplacer la faible puissance fournie par le détecteur (de l'ordre de 10^{-6} watt) par une puissance beaucoup plus grande, suffisante pour actionner amplement un haut-parleur.

Derrière la détectrice, on peut normalement obtenir des tensions téléphoniques de l'ordre de 0,5 à 3 volts. Il existe des tubes penthodes capables de fournir une puissance de l'ordre du watt modulé, avec une excitation grille de cet ordre de grandeur. C'est pourquoi on a proposé des récepteurs comportant un tube de sortie derrière la détectrice.

Toutefois, ce procédé ne s'est pas généralisé. Il est aisé de comprendre pourquoi. Un tel récepteur n'a aucune réserve de puissance. Dès qu'il s'agit de la réception d'une station faible, fournissant par exemple 0,1 volt à la détectrice, toute audition devient impossible. De plus, il est nécessaire d'exiger que les tubes précédant la détection fournissent des tensions élevées. Or nous avons déjà signalé, plus haut, l'inconvénient que cela peut présenter : la distorsion produite par les étages MF peut être importante.

Pour ces raisons, on préfère généralement prévoir deux étages d'amplification entre la détectrice et le haut-parleur.

Le premier est dit : *préamplificateur* ou, simplement : *étage basse fréquence.* Il est, d'ailleurs, souvent combiné avec l'étage détecteur (tubes duo-diode-triode, tubes duo-diode penthode). C'est un étage qui amplifie en « tension »; c'est-à-dire qu'on exige simplement de lui qu'il élève la tension qu'on lui fournit.

Au contraire, le gain en tension du second tube, *qui est le tube de sortie* ou *tube de puissance,* importe relativement peu. Son rôle est de fournir

la puissance électrique que le haut-parleur convertira en puissance acoustique.

Il existe aussi des amplificateurs plus compliqués, utilisés pour obtenir soit une puissance, soit une qualité acoustique plus grandes.

Nous traiterons également ces cas particuliers.

Distorsion dans les amplificateurs.

327. Généralités. — La question de la distorsion a été traitée d'une manière générale dans le tome II [1]; nous devons toutefois entrer ici dans quelques détails pratiques. On dit, d'une manière générale, qu'il y a production de *distorsion* quand la forme du courant de sortie n'est pas la même que celle du courant d'entrée. Mais ce résultat fâcheux peut avoir un grand nombre de causes, parmi lesquelles on peut citer :

a) les caractéristiques des tubes,

b) les éléments de liaison,

c) les circuits d'alimentation.

On mesure la distorsion de la manière qui a été indiquée dans le tome II [2]. Mais ce mode d'évaluation est extrêmement critiquable. Il ne permet d'évaluer que certains types de distorsion (distorsion non linéaire). De plus, même dans ce type, les estimations mesurées ne sont pas toujours d'accord avec l'impression auditive. Une reproduction classée mauvaise, voire même insupportable pour l'oreille, pourra être classée comme acceptable d'après le *taux de distorsion* mesuré au laboratoire. Il suffira, pour cela, que la distorsion soit surtout apportée par les harmoniques impairs.

Le taux de la distorsion produite par un tube triode est souvent plus élevé que celui d'un tube penthode. Pourtant, une oreille un peu exercée ne se trompera jamais et donnera sa préférence au tube triode. Il conviendra donc de se montrer très réservé quand il s'agira de juger de la qualité d'un amplificateur d'après son taux de distorsion.

Pour faciliter la recherche des causes, on a classé les distorsions en plusieurs catégories :

a) Distorsion de fréquence,

b) Distorsion d'amplitude ou non linéaire,

c) Distorsion de phase,

d) Distorsion par transmodulation.

328. Distorsion de fréquence. — Le gain donné par un amplificateur téléphonique doit être indépendant de la fréquence dans tout le

1. Voir tome II, nos 220 et 221.
2. Voir tome II, no 220.

domaine dont il s'agit de fournir la reproduction. S'il n'en est pas ainsi il y aura *distorsion de fréquence.*

En règle générale, le gain d'un amplificateur est relativement faible pour les fréquences très basses (au-dessous de 75 hertz). Le gain croît rapidement pour les fréquences comprises entre 75 et 500 hertz . Il demeure constant jusqu'à 2.000 ou 3.000 hertz. Puis il tombe, plus ou moins rapidement, pour devenir très faible au delà de 10.000 hertz .

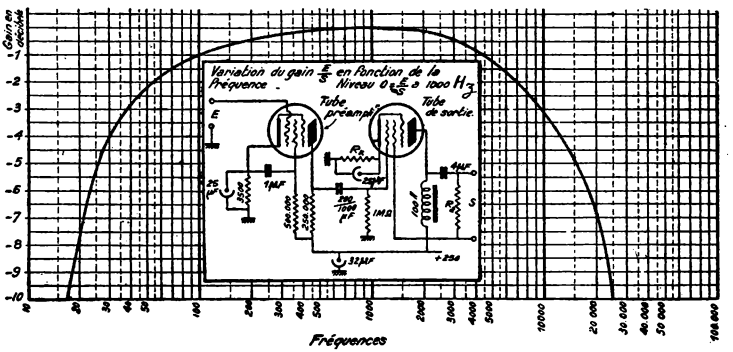


Fig. 236.

Nous donnons figure 236 une caractéristique de transmission relevée sur un amplificateur de bonne qualité courante.

Les conséquences seront les suivantes :

1° *Sons graves.* Certains seront inaudibles. D'autres seront représentés surtout par leurs harmoniques, ce qui pourra modifier complètement leur timbre.

2° *Sons aigus.* Les plus aigus disparaîtront. Les harmoniques des sons de fréquence moyenne seront éliminés. Il en résultera naturellement une modification des timbres.

On notera, en règle générale, que la distorsion de fréquence est d'autant plus importante que le gain par étage est plus important. Nous aurons l'occasion de remarquer, plus loin, que les causes principales du défaut sont les éléments de liaison de l'amplificateur.

329. Distorsion d'amplitude ou « non linéaire ». — Alors que la distorsion de fréquence se produit par l'élimination d'harmoniques existants et désirables, la distorsion d'amplitude se traduit par l'apparition d'harmoniques indésirables.

La distorsion d'amplitude est due à ce fait que le gain varie avec l'am-

plitude de la tension soumise à l'amplificateur. Ainsi, par exemple, il y aura distorsion si une tension de 0,1 volt à l'entrée se traduit par une tension de 50 volts à la sortie, alors qu'une tension de 0,2 volt se traduit par une tension de 90 volts. Le gain est de 500 dans le premier cas et de 450 dans le second.

Introduisons une tension sinusoïdale pure à l'entrée de l'amplificateur. S'il y a distorsion d'amplitude, la tension AB (fig. 237) correspondra à un gain qui ne sera pas le même que pour la tension CD. Il en résultera que la tension de sortie ne sera pas sinusoïdale. En d'autres termes, elle comportera des harmoniques.

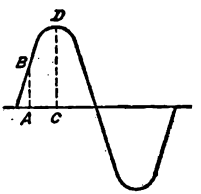


Fig. 237.

La distorsion d'amplitude est presque toujours produite par la courbure des caractéristiques des tubes utilisés. Elle est d'autant plus grande que les caractéristiques sont plus coudées.

Si l'on peut considérer, pratiquement, qu'une petite portion de caractéristique est droite, il n'est plus de même s'il s'agit d'un segment très étendu. Aussi n'est-il pas étonnant de constater que la distorsion croît considérablement quand on exige d'un amplificateur des tensions plus grandes.

Il est donc normal d'observer que la distorsion d'amplitude croît beaucoup plus vite que la puissance qu'on exige d'un amplificateur.

330. Distorsion de phase. — Dans les tensions d'entrée de l'amplificateur les harmoniques et la vibration fondamentale présentent certaines relations de phases. On dit qu'il y a *distorsion de phase* quand ces relations sont altérées dans les tensions de sortie. Il peut en résulter une différence de forme très grande entre les tensions d'entrée et de sortie.

C'est ainsi que les vibrations *a*) et *b*) figure 238 présentent le même taux d'harmoniques; la seule différence, c'est que l'harmonique III a subi une variation de phase de 180°.

Il ne faut pas attacher une grande importance à cette distorsion de phase quand il s'agit d'audition. L'oreille y est à peu près insensible et,

transmises à un haut-parleur, les deux tensions *a* et *b*, figure 238, produiront exactement la même sensation auditive.

Toutefois, la distorsion de phase peut prendre de l'importance quand il s'agit d'un amplificateur de *vidéo-fréquence* destiné à la télévision.

Il y a distorsion de phase quand la durée de transit dans l'amplificateur varie avec la fréquence. C'est d'ailleurs ce qui arrive toujours, à un degré plus ou moins grand.

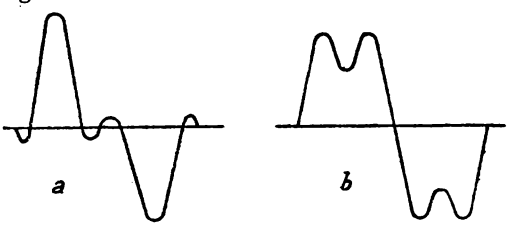


Fig. 238.

331. Distorsion par transmodulation. — La distorsion par transmodulation est une forme particulière de la distorsion d'amplitude. La plupart des manuels sont muets à son sujet. Elle a pourtant une importance considérable. C'est elle, par exemple, qui permet d'expliquer pourquoi les tubes triodes fournissent des auditions certainement plus fidèles que les tubes penthodes, bien que les mesures de distorsions faites habituellement semblent, parfois, démontrer l'inverse.

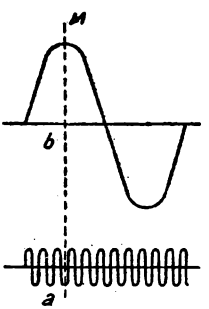


Fig. 239.

En effet, pour mesurer la distorsion produite, on introduit une tension sinusoïdale pure à l'entrée de l'amplificateur et on mesure le taux des harmoniques présents dans la tension de sortie. Or, les conditions d'une telle mesure ne reproduisent pas du tout les conditions d'utilisation normales du tube.

En fonctionnement, le tube ne reçoit jamais de tensions sinusoïdales

mais, au contraire, des tensions dont la forme est extraordinairement compliquée.

Toutefois, pour faire comprendre la production de ce type de distorsion, nous prendrons un cas particulièrement simple. Soit, d'abord, la tension reproduite en *a*), figure 239. Cette tension introduite dans un appareil est amplifiée avec une distorsion négligeable parce qu'elle est peu importante.

Supposons maintenant que la grille d'entrée reçoive *simultanément* la tension *a*) et *b*), figure 239. La grandeur maximum de *b* est telle qu'elle donne lieu à une distorsion d'amplitude appréciable. Les tensions instantanées vont se composer géométriquement, si bien que, dans la région M, la résultante sera, par instant, du même ordre de grandeur que la somme des amplitudes. Il est évident que, dans ces conditions, il y aura une distorsion d'amplitude considérable qui, dans *la tension de sortie, se manifestera aussi bien sur les composantes relatives à a*) *que sur les composantes relatives à b*). Ainsi donc, la présence d'une autre composante a suffi pour augmenter considérablement la distorsion relative à *a*. Cet effet, qui est la distorsion par transmodulation, est particulièrement important avec les tubes penthodes.

Étage préamplificateur.

Liaison par résistance-capacité.

332. Généralités. — Le moyen le plus simple pour obtenir une impédance indépendante de la fréquence est de prévoir une charge purement ohmique pour le tube amplificateur. Cette condition est théoriquement impossible à réaliser puisqu'il existe toujours une capacité parasite entre les connexions et que l'influence de celle-ci devient de plus en plus grande quand la fréquence augmente. C'est, d'ailleurs, pour cette raison que la liaison par résistance-capacité ne permet pas d'atteindre des gains considérables en haute fréquence.

Cette liaison, schématisée figure 240, est d'un emploi aujourd'hui à peu près général dans les récepteurs de radiodiffusion. Depuis l'utilisation des tubes penthodes elle a complètement supplanté l'emploi des transformateurs de basse fréquence. Il est, en effet, possible d'obtenir ainsi des gains de l'ordre de 150 et, avec quelques précautions, la distorsion de fréquence peut être rendue négligeable.

Nous considérons un étage de préamplification par tube penthode. La tension d'écran est fixée par une résistance série dont la valeur est le

double environ de la résistance d'anode, ce qui correspond, pratiquement, aux conditions les plus favorables.

Il est intéressant d'étudier l'influence des divers éléments sur le fonctionnement de l'amplificateur.

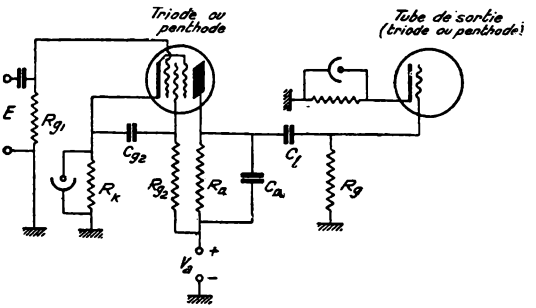


Fig. 240.

Nous étudierons donc successivement les influences des facteurs suivants :

a) Tension anodique V_a,
b) Résistance de charge R_a,
c) Condensateur de liaison C_l,
d) Capacité de fuite C_a.

333. Influence de la tension anodique. — La tension anodique est un facteur auquel on n'attache pas toujours l'importance qu'il mérite. S'il est à peu près indifférent quand il s'agit d'une liaison par transformateur, il n'en est pas de même s'il s'agit d'une liaison par résistances.

En utilisant un tube penthode EF86 on obtient les chiffres suivants :

TENSION ANODIQUE V_a	GAIN EN TENSION
80 volts	100
100 —	110
200 —	165
250 —	180
400 —	210
500 —	240

La résistance de liaison avait, dans tous les cas, une valeur de 400 000 ohms. L'intensité anodique était de 0,7 milliampère dans le dernier cas. Il en résulte que la tension réellement appliquée sur la lampe était de : 500 — (400 000 × 0,0007) = 220 volts.

La distorsion d'amplitude était relativement importante pour les tensions anodiques faibles, alors qu'elle était négligeable pour les tensions supérieures à 300 volts.

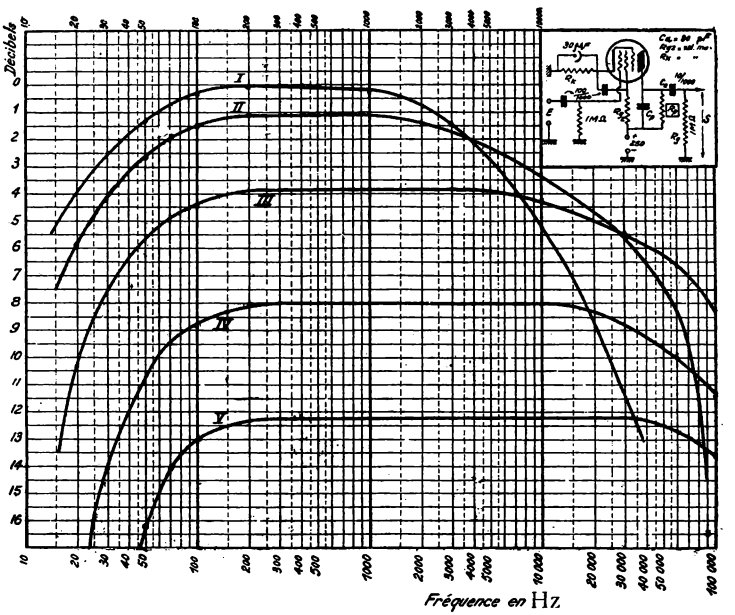


Fig. 241.

Niveau O decibel = $\frac{S}{E}$ a 400 périodes pour R_a = 500.000 ohms; soit $\frac{S}{E}$ = 200 environ.

Courbes I : R_a = 500 000 ohms
II : R_a = 300 000 »
III : R_a = 100 000 »
IV : R_a = 50 000 »
V : R_a = 25 000 »

b) Influence de la résistance de charge R_a (fig. 241).

334. 1° Sur le gain. — Il est intéressant de rechercher l'influence de la résistance de charge sur le gain, et en même temps, sur la caractéristique de transmission de l'amplificateur en fonction de la fréquence.

Le gain augmente naturellement avec la valeur de R_a. Cela ne doit

pas nous étonner. Pratiquement, la résistance R_a est toujours notoirement inférieure à celle du tube. Dans le cas choisi, la résistance interne du tube était de l'ordre de 2 mégohms et son coefficient d'amplification était de l'ordre de 5 000. Toutefois, il faut tenir compte du fait important que la tension plaque effective diminue quand on augmente la résistance de charge.

C'est pour cette raison qu'il n'y a pas intérêt à utiliser une résistance de charge supérieure à 200 000 ou 300 000 ohms. Il en serait d'ailleurs autrement si l'on disposait d'une tension anodique plus élevée (voir précédent paragraphe).

Le gain était, au maximum, de 200 environ avec une résistance de charge de 500 000 ohms et de 180 environ avec 300 000 ohms.

Il est évident, d'ailleurs, que même en l'absence des capacités parasites, a résistance de charge vraie n'est pas R_a mais l'ensemble constitué par R_a et R_g en parallèle (en négligeant la réactance de C).

Les résultats sont d'ailleurs réunis dans les courbes de la figure 241 et dans le tableau suivant :

RÉSISTANCE DE CHARGE R_a	GAIN S/E
500 000	200
300 000	178 env.
100 000	126 env.
50 000	80 env.
25 000	45 env.

335. 2° Sur la caractéristique de fréquence. — L'influence de la résistance de charge sur la caractéristique de fréquence ressort immédiatement de l'examen de la figure 241.

1° *Fréquences basses.* La grandeur de la résistance n'influe pas sensiblement. On constate que toutes les courbes commencent à s'infléchir vers la gauche, à partir de la même région, et qu'elles demeurent parallèles.

2° *Fréquences élevées.* Mais il n'en est pas de même pour les fréquences élevées. Nous sommes là en présence de cette observation très générale qu'*un amplificateur est d'autant plus fidèle que le gain qu'il donne est plus réduit.*

L'affaiblissement de la courbe I est déjà perceptible à 1 000 hertz

alors que celui de la courbe V est insignifiant (0,5 décibel) à 50 000 périodes (hertz).

D'ailleurs, en réalité, ce n'est pas seulement la grandeur de R_a qu'il faut considérer, mais l'importance relative de R_a et de l'impédance de C_a à la fréquence considérée.

Dans l'exemple choisi, C_a est relativement peu important, puisqu'un simple morceau de fil blindé de quelques centimètres accuse souvent une capacité plus grande que 80 pF. Or, il ne faut pas perdre de vue qu'à 10 000 hertz, l'impédance d'un condensateur de 80 pF est de l'ordre de 230 000 ohms seulement. L'impédance de charge effective est donc, à ces fréquences, bien inférieure à 500 000 ohms.

Pour la courbe V, il en est tout autrement, puisque la résistance de charge n'est que de 20 000 ohms, ce qui demeure petit par rapport à 230 000 ohms.

336. Influence de la capacité C_a. — La capacité C_a, qui shunte le circuit de plaque, peut être prévue pour l'élimination des composantes à haute fréquence.

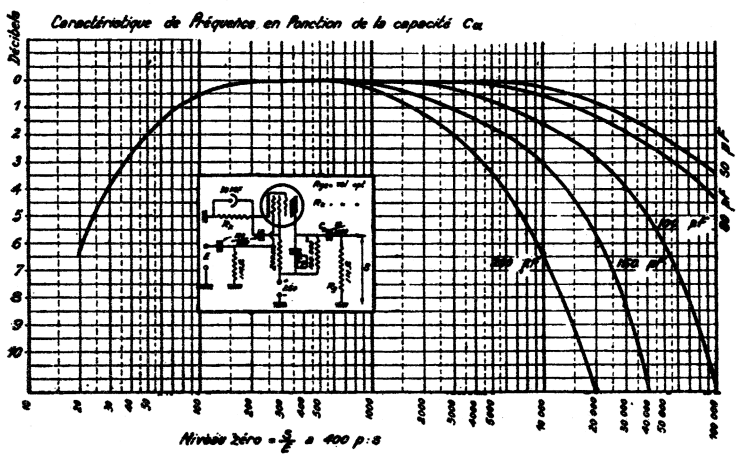


Fig. 242.

Son rôle est évidemment néfaste pour la transmission des fréquences élevées. Il conviendra donc de l'éliminer dans la mesure du possible.

Remarquons que, même en l'absence de condensateur, il existe encore la capacité plaque-cathode du tube, qui est de l'ordre de 7 picofarads dans l'exemple choisi. Il faut ajouter à cela la capacité du culot, celle des connexions, etc... Il est pratiquement difficile de descendre au-

dessous de 20 ou 30 picofarads. Encore faut-il prendre des précautions toutes spéciales pour arriver à ce chiffre. La valeur minimum pour un montage normal est de l'ordre de 50 picofarads.

Ainsi qu'il a été déjà exposé dans le paragraphe précédent, l'influence de cette capacité dépend de la grandeur de la résistance de charge.

Les courbes de la figure 242 illustrent l'influence de la grandeur de C_p sur la caractéristique de fréquence. Même avec une résistance de charge relativement faible de 100 000 ohms, une capacité de 200 picofarads provoque un affaiblissement supérieur à 6 décibels (soit 50 %) à 10 000 **Hz**.

337. Influence du condensateur de liaison C_l (fig. 243). — L'influence du facteur précédent est nulle pour les fréquences inférieures à

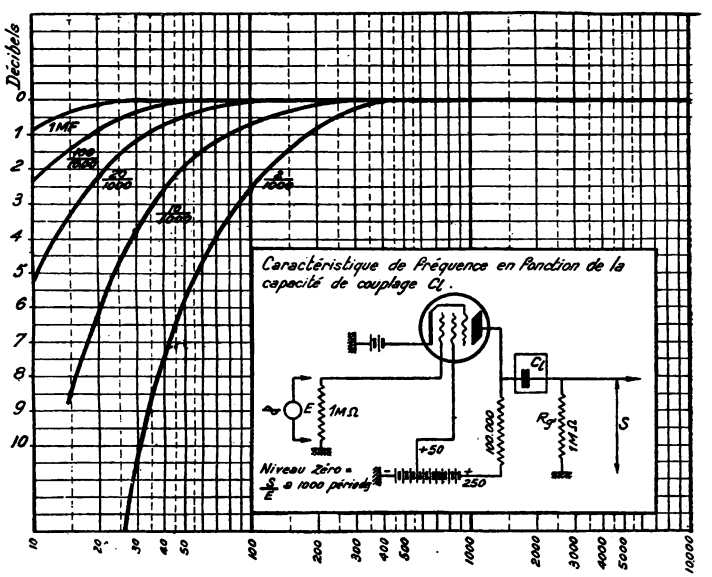


Fig. 243.

1 000 hertz. Nous allons observer que la grandeur du condensateur C_l s'exercera dans l'autre sens. La transmission des fréquences basses a lieu avec d'autant plus de facilité que C_l a une valeur plus élevée. Toutefois, dans un amplificateur ordinaire, *il faut remarquer que l'impédance des circuits d'alimentation n'est pas négligeable pour les fréquences* basses. En effet, il est fréquent que la capacité de sortie du filtre soit de 8 microfarads.

L'impédance à 10 hertz est de 2 000 ohms.

Cette impédance est commune à tous les circuits de plaque et, dans ces conditions, il y a évidemment une réaction entre les différents étages. Les courbes de la figure 243 ont été tracées avec alimentation par batteries pour éviter toute réaction possible des sources (d'ailleurs négligeable avec un seul étage), ainsi que les réactions qui pourraient être produites par la polarisation automatique.

Si l'on admet que la limite inférieure des fréquences habituellement transmises est de 50 hertz, les courbes de la figure 243 montrent qu'un condensateur de liaison de 50 000 pF est suffisant.

Toutefois, il en est dans ce cas, comme dans les cas précédents. Il ne faut pas considérer la valeur absolue de C_l mais le rapport des impédances entre C_l condensateur et la résistance R_g'. Dans l'exemple figure 243, l'impédance de R_g' qui est une réactance pure, est évidemment de 1 000 000 d'ohms. Il suffit donc d'une capacité relativement faible. Pour une résistance R_g' de 500.000 ohms, il faudrait doubler les valeurs des capacités de liaison pour retrouver exactement les mêmes courbes.

Liaison par transformateur.

338. Généralités. — La liaison par transformateur de basse fréquence (fig. 244 *a*) n'est plus guère utilisée aujourd'hui dans les montages à tubes électroniques. Par contre, elle est très employée dans les montages BF à transistors.

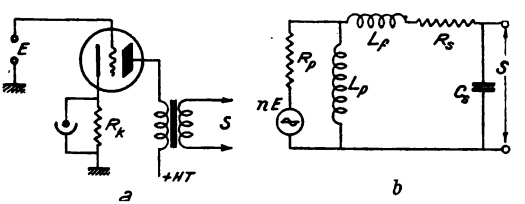


Fig. 244.

Un transformateur de liaison de bonne qualité coûte beaucoup plus cher que les éléments d'une liaison par résistance-capacité.

Le rapport de transformation d'un bon transformateur ne peut pas être très élevé. On peut considérer 1/4 comme un maximum si l'on veut que la reproduction régulière d'une large bande de fréquence soit assurée.

De plus, le transformateur ne peut être utilisé qu'avec un tube à faible résistance interne. Il en résulte que le gain de l'étage n'est pas supérieur à celui qu'on obtient avec un couplage par résistance-capacité et un tube

penthode. (L'adaptation d'un transformateur à un transistor est au contraire tout à fait facile et rationnelle.)

La caractéristique de fréquence du meilleur transformateur n'est pas supérieure à celle d'un étage à résistance bien étudié. Celle d'un transformateur de qualité courante est toujours inférieure.

Principaux éléments du problème.

Le fonctionnement d'un transformateur de basse fréquence n'est pas simple. Il dépend principalement des facteurs suivants :

n : rapport de transformation;

L_p : Inductance de l'enroulement primaire;

R_p : Résistance du circuit primaire (somme de la résistance de l'enroulement et de celle de la lampe);

μ : coefficient d'amplification du tube;

L_f : inductance de fuite du circuit secondaire;

C_s : Capacité effective aux bornes du secondaire.

R_s : Résistance de l'enroulement secondaire.

L'examen complet devrait faire intervenir aussi la capacité aux bornes du primaire, l'inductance de fuite du circuit primaire, la capacité entre enroulement etc...,

Nous n'entreprendrons pas ici de traiter le problème complet. Nous nous bornerons à signaler les résultats principaux dont la connaissance est pratiquement nécessaire.

339. Fonctionnement aux basses fréquences. — Le circuit équivalent est donné figure 244 *b*). On voit immédiatement que, pour obtenir $nE = s$, il faut que l'impédance de L_p, c'est-à-dire $L_p\omega$, soit nettement plus grande que R_a. *En d'autres termes, pour que la transmission des fréquences basses soit assurée, il faut que l'inductance du primaire soit grande par rapport à la résistance interne.* Pratiquement, il suffira que l'impédance de L_p soit légèrement supérieure à R_a. On peut montrer que l'égalité $\omega L_p = R_a$ correspond à une réduction d'amplitude dans le rapport 0,71 (c'est-à-dire 3 decibels). Le coefficient de self-induction du primaire des bons transformateurs usuels est de l'ordre de 30 Henrys en fonctionnement. Il en résulte que, si l'on veut obtenir une reproduction des fréquences basses, il est indispensable d'utiliser des tubes à faible résistance interne, *c'est-à-dire des triodes.* Prenons un exemple. Cherchons quelle résistance est au maximum admissible pour reproduire la fréquence 100, en admettant une atténuation de 3 décibels par rapport à la transmission des fréquences moyennes.

Pour $f = 100$ on trouve $\omega = 628$ environ. Donc $\omega L_p = 18\,840$ ohms.

Ainsi, la somme de la résistance interne du tube et de la résistance du primaire ne devra pas dépasser 18.840 ohms, si nous exigeons une atténuation inférieure à 3 décibels pour la fréquence 100 hertz.

L'influence de L_f et de C_s peut être négligée pour la partie inférieure de la gamme à transmettre. En effet L_f est généralement inférieur à 1 henry et C_s est de l'ordre de 200 à 300 picofarads.

340. Reproduction des fréquences moyennes. Gain moyen. — A mesure que la fréquence augmente, la fraction d'énergie dans la branche L_p devient de plus en plus faible. Elle est négligeable dès que la fréquence est de quelques centaines de hertz.

En conséquence, la transmission est assurée d'une manière régulière et constante dans toute une bande étendue.

Il est intéressant de chercher quel sera l'ordre de grandeur du gain avec les valeurs moyennes. Admettons que $n = 3$.

La condition fixée précédemment pour les fréquences basses limite la résistance interne du tube. Pratiquement, on utilisera, par exemple, une triode ayant :

$$\begin{cases} \mu = 10 \text{ et} \\ \rho = 7\,500 \text{ ohms.} \end{cases}$$

Le gain en tension pour les fréquences moyennes ne pourra donc pas dépasser 30.

341. Reproduction des fréquences élevées. — On peut remarquer que l'inductance de fuite L_f et la capacité répartie C_s forment un circuit résonant série.

L'influence de cette combinaison se fera donc sentir pour les fréquences qui seront voisines de la résonance. L'effet tendra à exagérer d'autant plus que R_a et R_s seront plus faibles.

L'emploi d'un tube à résistance interne trop petite tendra donc à faire surgir une pointe de résonance (résonance de dispersion). Il y a donc une juste valeur à déterminer, qui dépend des constantes du transformateur. La résonance de dispersion, à condition de n'être pas exagérée, permet de prolonger la caractéristique de transmission du transformateur d'une manière intéressante.

Dans certains transformateurs, l'enroulement secondaire est réalisé en fil résistant. On évite aussi l'exagération de cette résonance-série.

On peut déplacer la fréquence de résonance en connectant un condensateur aux bornes du secondaire, ce qui équivaut évidemment à augmenter C_s.

Si la résonance de dispersion est trop prononcée, on peut shunter le secondaire par une résistance. Il y aura une valeur optimum à chercher qui atténuera cette résonance sans trop sacrifier le gain.

342. Construction du transformateur basse fréquence. — La réalisation d'un bon transformateur basse fréquence n'est pas facile. Les explications précédentes permettent de comprendre pourquoi.

Si l'on exige une bonne reproduction des notes graves, il faut que l'inductance primaire soit grande. Cela suppose immédiatement un secondaire très important puisque les spires des enroulements primaire et secondaire sont dans un rapport donné, qui est précisément le rapport de transformation.

Mais, en augmentant le nombre de spires, on augmente la capacité répartie et, en même temps, le coefficient de dispersion du secondaire. La résonance de dispersion aura donc tendance à être plus prononcée et à se rapprocher des fréquences moyennes. C'est un défaut. On s'efforcera généralement d'écarter cette résonance du côté de l'extrême aigu pour obtenir une caractéristique de reproduction aussi horizontale que possible.

On remarquera, en effet, que la courbe de transmission tombe très rapidement après la résonance de dispersion.

D'autre part, on ne peut augmenter exagérément le nombre de spires du primaire. Le courant anodique du tube amplificateur produit une magnétisation des tôles qui réduit l'inductance. Ainsi, le coefficient d'induction du primaire du transformateur qui fait l'objet des courbes figure 245 est de 38 henrys en service normal, c'est-à-dire, traversé par un courant continu de 3,5 mA.

En l'absence de ce courant, le coefficient de self-induction est de 120 henrys.

On réduit l'influence du courant continu en prévoyant un entrefer dans le circuit magnétique. Mais les dimensions de celui-ci doivent être déterminées avec le plus grand soin, pour éviter une augmentation de reluctance trop considérable.

Les pertes dans le circuit magnétique augmentent avec la fréquence (courants de Foucault, hystérésis). Elles se traduisent par une augmentation de la résistance apparente du primaire.

L'emploi de matériaux à haute perméabilité, et à grande résistivité permet d'obtenir, avec moins de spires, une inductance plus grande (tôles au silicium, Permaloy, etc...). Toutefois, l'emploi de ces matériaux est très délicat. Les tôles doivent souvent subir un traitement thermique spécial après découpage.

On réduit considérablement le coefficient de dispersion en bobinant primaire et secondaire par couches successives, ou bien en cloisonnant les enroulements. Par contre, on augmente ainsi la capacité parasite.

Le sens de branchement du secondaire n'est pas indifférent. L'extrémité reliée à la grille du tube suivant doit présenter le minimum de capacité par rapport au primaire. En inversant le branchement on déplace d'une manière notable la fréquence de résonance.

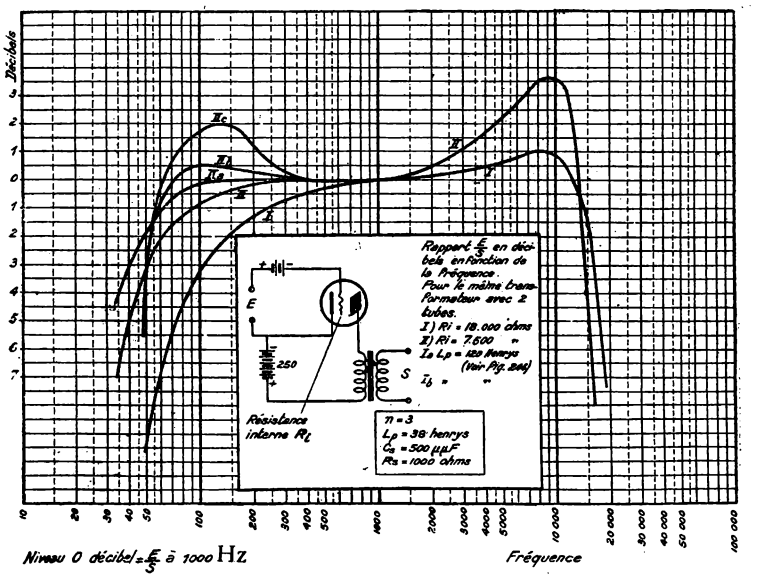

Décibels
Rapport $\frac{E}{e}$ en décibels en fonction de la fréquence. Pour le même transformateur avec 2 tubes.
I) Ri = 18.000 ohms
II) Ri = 7.500 "
Lp = 129 Henrys (voir Fig. 244)
Ib = "
n = 3
Lp = 36 henrys
Cs = 500 µµF
Rs = 1000 ohms
Résistance interne Rt
250
Niveau 0 décibel = $\frac{E}{e}$ à 1000 Hz
Fréquence

Fig. 245.

343. Caractéristiques des transformateurs usuels. — Nous donnons figure 245 la courbe de reproduction d'un transformateur de très bonne qualité courante. Nous insistons sur ce fait qu'il s'agit d'un transformateur d'un prix relativement élevé.

La caractéristique I a été relevée avec un tube dont la résistance interne était de 18 000 ohms. Le gain en tension à la fréquence 1000 était de l'ordre de 80. La courbe de transmission n'est pratiquement horizontale qu'entre 400 et 12 000 hertz (± 1 décibel). On comparera avec la courbe IV, figure 241, correspondant à un gain du même ordre de grandeur. La courbe 245 montre une insuffisance de transmission notoire des fréquences basses.

Avec un tube à plus faible résistance interne (7500 ohms) le gain en

tension était de l'ordre de 45, à 1000 périodes. La reproduction des notes graves était notoirement améliorée (— 3 décibels à 50 hertz). Par contre, la résonance de dispersion, située aux environs de 10 000 hertz , était fortement accentuée. On aurait pu, d'ailleurs, atténuer l'amplitude de cette résonance en shuntant l'enroulement secondaire par une résistance appropriée. Mais on aurait réduit sensiblement le gain dans toute l'étendue de la gamme transmise.

344. Alimentation parallèle. — Nous avons déjà indiqué plus haut l'action néfaste du courant anodique du tube sur l'inductance du primaire. Le montage figure 246 permet d'éviter le passage du courant continu dans le primaire.

Le transformateur choisi comme exemple avait un coefficient de self-induction de 38 henrys avec le montage figure 245 ($I_a = 2{,}5$ mA). La valeur effective était de 120 henrys environ avec le montage figure 246.

Il résulte de cela une amélioration notable de la reproduction des fré-

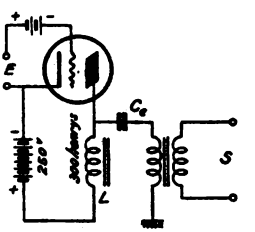


Fig. 246.

quences basses. La courbe II*a*, figure 245, a été relevée avec une capacité de couplage C_e de 20 microfarads. L'inductance L avait une valeur de 300 henrys environ.

Mais on peut observer que la capacité de couplage C_e et l'enroulement primaire constituent un circuit accordé série. On peut choisir ces éléments pour obtenir une résonance à l'extrémité inférieure de la gamme. La courbe II*c* met cet effet en évidence.

La capacité de liaison était de 0,1 µF . La fréquence de résonance était de l'ordre de 125 hertz

La courbe II*b*) correspond à une capacité de liaison de 0,2 µF. La résonance, beaucoup moins nette, se produisait entre 80 et 100 hertz.

L'emploi du montage figure 246 n'est point répandu dans la technique usuelle parce que la bobine L serait bien encombrante et très coûteuse. Il faut évidemment que, pour toutes les fréquences qu'on désire trans-

mettre, sa réactance soit grande par rapport à celle de la dérivation qui comporte le primaire du transformateur.

Le plus souvent, on remplacera cette inductance par une simple résistance. Celle-ci doit être grande par rapport à la résistance interne du tube et, en même temps, elle ne doit pas créer une chute de tension inadmissible.

En pratique on choisira, par exemple, une résistance de 10 000 ohms. La chute de tension sera de l'ordre de 30 volts et le gain ne sera réduit que d'une quantité inférieure à 3 décibels.

Si l'on peut disposer d'une tension plus élevée, il y aura naturellement avantage à augmenter la grandeur de cette résistance.

L'emploi de ces montages à alimentation parallèle est souvent indispensable avec les transformateurs dont le circuit magnétique est constitué avec des tôles spéciales à haute perméabilité.

345. Emploi d'un tube penthode. — La condition nécessaire à la reproduction correcte des fréquences basses, c'est que l'impédance du circuit primaire soit au moins du même ordre de grandeur que la résistance interne du tube utilisé.

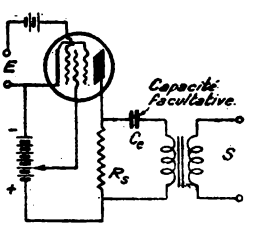


Fig. 247.

Or, la résistance interne des tubes penthodes est pratiquement de l'ordre de 1 mégohm. Cela conduit donc à une impossibilité puisqu'il faudrait un coefficient de self-induction de 1 600 henrys, ce qui est absolument irréalisable dans les conditions normales.

On peut cependant, avec un tube penthode, obtenir exactement les courbes de transmission de la figure 245. Il suffit, pour cela, de shunter l'enroulement primaire par une résistance égale à la résistance interne du tube correspondant aux courbes.

En donnant la valeur 18 000 à R_s (fig. 247) ohms on obtiendra la courbe I et en lui donnant la valeur 7.500 ohms, on obtiendra la courbe II.

Seulement, le gain en tension du tube ne sera pas plus élevé que celui d'un

tube triode, parce que l'impédance d'utilisation sera faible. En effet, nous avons déjà montré que, dans ces conditions, il sera proportionnel à la *pente* du tube et à l'impédance de charge. Pour une penthode de pente, 1,5 mA/V il sera de $\frac{1,5 \times 18\,000}{1\,000}$ ou 27 dans le premier cas et de $\frac{7\,500 \times 1,5}{1\,000}$ ou 11,25 dans le second. En fait, ces chiffres sont légèrement inférieurs à ceux que donnent des tubes triodes. Pour trouver le gain total de l'étage, il faut, naturellement, multiplier par le rapport de transformation du transformateur.

346. Autres transformateurs de liaison. — Les difficultés de réalisation des transformateurs basse fréquence proviennent de la grande impédance de la source, c'est-à-dire du tube amplificateur. Il est d'autant plus aisé de réaliser un transformateur que cette impédance est plus réduite.

Une impédance plus faible permet de réduire l'inductance du primaire et, par répercussion, celle du secondaire, les capacités parasites et l'inductance de dispersion et, par conséquent, d'obtenir une caractéristique de transmission beaucoup plus régulière.

C'est ainsi qu'il est beaucoup plus facile d'établir un transformateur microphonique destiné à être intercalé entre un microphone à très faible résistance et le premier tube d'un amplificateur. Si la résistance du microphone est de quelques ohms, il suffira que la réactance du primaire, aux plus basses fréquences, soit elle-même de quelques ohms. Il deviendra ainsi possible de réaliser des rapports de transformation très élevés (50/1, par exemple) tout en conservant une caractéristique de transmission acceptable.

Nous étudierons plus loin le cas du transformateur d'adaptation de l'étage final.

347. Liaisons par impédance, par auto-transformateur, etc... — On peut réaliser d'autres modes de liaison entre étages. Ainsi, par exemple, nous donnons, figure 248, le schéma de la liaison par inductance de plaque, figure 249, celui de la liaison par inductance de grille.

La figure 250 est le schéma de la liaison par auto-transformateur. On peut ainsi obtenir un rapport de transformation plus élevé. Il est évident qu'un transformateur 3/1 connecté en auto-transformateur donnera un rapport de transformation 4/1 tout en conservant la même inductance de l'enroulement primaire. Tous ces montages sont doués de propriétés diverses qui peuvent présenter un certain intérêt dans des cas particu-

liers. On comprendra qu'il soit impossible de les examiner successivement.

On pourra même parfois être amené à utiliser des couplages mixtes. Soit, par exemple, le couplage résistance — inductance — capacité de la fig. 250 *bis*. En utilisant une résistance de couplage faible, avec un tube penthode, on obtiendra un gain faible, mais constant tout le long d'une gamme très étendue. Avec $R_a = 5\,000$ ohms et une penthode à pente

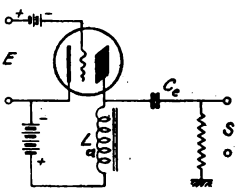


Fig. 248.

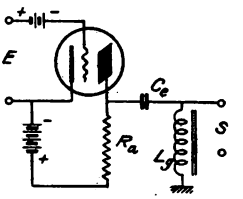


Fig. 249.

1,8 *m*A/V le gain en tension est de 9 environ. Il est rigoureusement constant entre 20 et 100 000 hertz.

Au delà, une diminution de gain se produit : la chute est de l'ordre de 3 décibels à 500 000 hertz.

En ajoutant une inductance soigneusement calculée on produit, avec

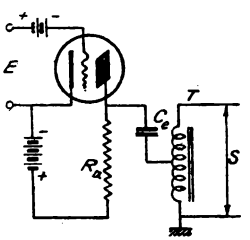


Fig. 250.

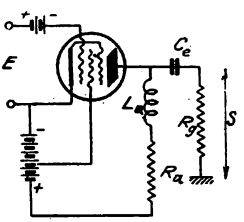


Fig. 250 *bis*.

les diverses capacités, une résonance dont l'effet est de compenser la diminution du gain. Ainsi, avec $L_a = 800$ microhenrys, on notait une augmentation de gain inférieure à 1 décibel entre 100 000 et 800 000, après quoi la caractéristique s'abaissait. Toutefois, à 2 000 000 de hertz, la chute n'était que de l'ordre de 3 décibels. La présence de L_a a donc permis, dans ce cas particulier, de prolonger pratiquement la caractéristique de fréquence de 500 000 à 2 000 000 de hertz (fig. 250 *bis*)

348-1. Préamplification à tubes. Comparaison entre triode et pentode. — Nous avons déjà reconnu que l'emploi d'une pentode ne pouvait

pas être envisagé, dans les conditions normales, si le couplage ne doit pas être un couplage par résistance-capacité.

Dans ce dernier cas on pourra hésiter entre les deux modèles de tubes.

La distorsion produite par un étage préamplificateur demeurera faible, quel que soit le tube utilisé, à condition d'éviter les surcharges. Si l'on exige une tension de sortie trop grande, la distorsion apparaît. Les tubes triodes et penthodes, employés habituellement pour la préamplification, permettent d'obtenir des tensions de sortie de 10 à 20 volts, sans distorsion excessive. C'est généralement suffisant pour obtenir le maximum de puissance du tube de sortie.

Mais, pour fournir cette tension, on doit naturellement disposer d'une tension beaucoup plus élevée avec le tube triode. Ce dernier donnera, en général, un gain en tension de l'ordre de 20. Il faudra donc disposer, derrière la détection, d'une tension de l'ordre de 0,5 à 1 volt. Ces conditions sont réalisées dans la plupart des récepteurs modernes. C'est d'ailleurs une nécessité pour obtenir une détection linéaire.

Avec le tube penthode, dont le gain est couramment de 100, il suffira de disposer de 0,12 à 0,25 volt.

C'est donc, finalement, la sensibilité des étages précédant la détection qui permettra de choisir.

Toutefois, il ne faudra pas hésiter à utiliser un tube penthode quand on voudra utiliser le principe de la contre-réaction. Nous avons, en effet, montré[1] que l'amélioration apportée était d'autant plus importante que l'on sacrifiait davantage d'amplification. Il y a donc intérêt, dans ce cas, à disposer d'une grande réserve d'amplification.

348-2. Amplification en basse fréquence par transistors. Généralités. — Les transistors conviennent particulièrement à la réalisation d'amplificateurs de basse fréquence. Il est évident, en effet, que leurs différentes capacités internes jouent ici un rôle beaucoup moins néfaste qu'en haute fréquence.

Le nombre des combinaisons réalisables est considérable et il ne saurait être question de les passer toutes en revue. Nous ne donnerons ici que les plus usuellement employées.

La configuration dite *avec émetteur commun* ou *avec émetteur à la masse* est, ici encore, la plus intéressante. Elle permet d'obtenir des gains en tension et en puissance élevés.

On se souviendra que les impédances sont toujours beaucoup plus faibles que celles des tubes électroniques. Il en résulte cette conséquence

1. Voir tome II, n° 229 et suivants.

très générale et très importante que les capacités de liaison et de découplage doivent avoir des valeurs très supérieures à celles qu'on emploie habituellement avec les tubes électroniques, quand on veut obtenir la même bande passante. Aussi bien comme liaison, que comme découplage, on emploie des condensateurs électrolytiques, soit du type normal, soit, quand le prix de revient n'est pas en jeu, au tantale. Ces condensateurs sont d'ailleurs de petites dimensions car ils supportent toujours des tensions inférieures à 50 volts.

LIAISON PAR RÉSISTANCE-CAPACITÉ (émetteur-commun).

Nous avons représenté sur la figure 251-1 un exemple d'amplificateur à liaison par résistance-capacité, monté suivant la configuration à émetteur-commun.

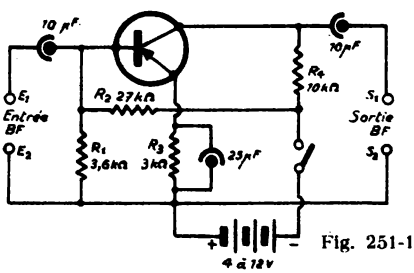


Fig. 251-1.

La tension d'entrée est appliquée à la base à travers un condensateur électrolytique de 10 microfarads. Le potentiel de base est fixé au moyen d'un diviseur de tension ($R_1 - R_2$).

La stabilisation du point de fonctionnement en courant continu est obtenue au moyen d'une résistance R_3 introduite dans le circuit d'émetteur.

Le gain en tension fourni par un tel montage est compris entre 50 et 80 (à haute impédance de sortie).

L'impédance d'entrée est de l'ordre de 750 ohms et l'impédance de sortie d'environ 10 000 ohms.

La tension de sortie est de l'ordre de 2 volts.

La bande passante (à — 3 dB) s'étend de 20 à environ 10 000 hertz.

COUPLAGE PAR TRANSFORMATEUR.

Le transistor est un élément caractérisé par une faible impédance d'entrée et auquel il faut fournir une certaine intensité, c'est-à-dire — en fait — *une puissance*. C'est pour cette raison qu'on exprime généralement le gain d'un étage en décibels.

L'emploi d'un transformateur de liaison apparaît donc particulièrement justifié puisqu'il permet une adaptation exacte des impédances (en agissant sur le rapport de transformation).

La construction du transformateur pour transistor est beaucoup plus facile que pour un tube électronique, précisément parce que les impédances sont incomparablement plus faibles.

C'est ainsi, d'ailleurs, que peut se justifier l'emploi de transformateurs *miniaturisés* que l'on trouve dans de nombreuses réalisations industrielles.

La transposition du montage précédent avec des transformateurs est facile. On obtient ainsi le schéma classique que nous représentons figure 251-2.

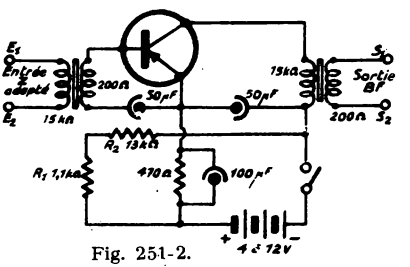


Fig. 251-2.

On notera que les transformateurs de liaison sont *abaisseurs*.

Le gain en puissance obtenu est compris entre 30 et 40 décibels ce qui, avec des impédances égales à l'entrée et à la sortie, correspond à un gain en tension de 100.

Quant à la bande passante, elle est déterminée par la qualité des transformateurs utilisés.

Amplificateur de puissance.

349. Généralités. — L'étage préamplificateur est chargé de fournir des « volts » à la grille du tube final. Ce dernier doit transmettre des « watts » à la bobine mobile du haut-parleur.

Un exemple fera sans doute mieux saisir la différence.

Soit, par exemple, un étage final équipé avec un tube triode 6 A 5 (fig. 252). Le tube préamplificateur est un tube penthode EF 86.

Si l'on relève les différentes tensions téléphoniques on trouve :

Bobine mobile	5 V environ
Circuit plaque 6 A 5	98,5 V —
Circuit grille 6 A 5	30 V —
Circuit grille EF 86	0,18 V —

Le gain en tension fournit par le tube EF 86 est de $\frac{30}{0,18}$, c'est-à-dire qu'il est supérieur à 166.

Par contre, si l'on mesure le gain entre le circuit d'utilisation (bobine mobile) et l'entrée du tube 6 A 5 on ne trouve pas un gain, mais une perte de $\frac{5}{30}$ ou 0,165.

Il en est tout autrement si l'on exprime le gain en puissance. En effet, la tension de 5 volts est développée aux bornes d'une bobine mobile dont

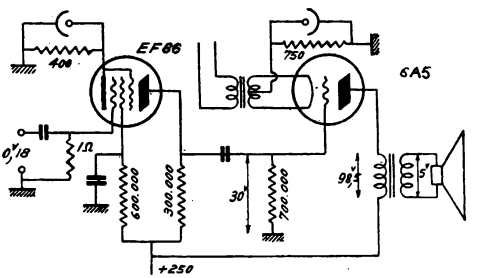


Fig. 252.

l'impédance est de 6 ohms à la fréquence choisie (1 000 hertz). La puissance électrique correspondante est donc :

$$W = \frac{E^2}{R} \quad \text{ou ici} \quad \frac{5 \times 5}{6} \quad \text{ou 4,15 watts environ.}$$

La puissance disponible à l'entrée, entre les extrémités de la résistance de 700 000 ohms était de :

$$\frac{30 \times 30}{700\,000} \text{ ou environ } 0{,}0013 \text{ watt.}$$

Le gain en puissance est donc de :

$$\frac{4{,}15}{0{,}0013}. \text{ Il est supérieur à } 3\,000.$$

Pour apprécier un étage final, il conviendra donc de chercher le rapport entre la puissance fournie et la tension nécessaire à l'entrée.

On convient généralement de prendre pour mesure de la sensibilité du tube le nombre de volts nécessaire pour obtenir une puissance de sortie de 50 milliwatts aux bornes de la résistance de charge optimum.

La sensibilité des tubes penthodes est, de beaucoup, supérieure à celle des tubes triodes. Ainsi, la sensibilité du tube 6 A 5, déjà cité plus haut, est de 3,3 volts efficaces, alors que celle de certaines penthodes à grande pente (EL 84) est de 0,33 volt. C'est-à-dire qu'elle est dix fois plus grande.

C'est uniquement pour cette raison que tous les récepteurs usuels sont pratiquement équipés avec des tubes penthodes. Pour obtenir la modulation complète d'une penthode moderne, même relativement puissante, il suffit de quelques volts. Au contraire, même pour un tube triode moderne, il faut plus de 30 volts. C'est une tension qu'un tube normal de réception ne peut fournir qu'avec une distorsion déjà notable. Il faut donc intercaler un tube d'attaque entre l'étage final et l'étage préamplificateur.

350. Choix de la puissance d'un tube final. — Pour un récepteur de radio , du modèle le plus courant, on adopte généralement un étage final dont la puissance dissipée est de l'ordre de 8 à 10 watts. Un tel tube, dans de bonnes conditions, peut fournir une puissance modulée de l'ordre de 3 à 4 watts quand il s'agit d'une penthode.

On ne perdra pas de vue que la distorsion, pour un tube donné, croît à mesure qu'on approche du maximum qu'il peut fournir. La distorsion sera, par exemple, inférieure à 2 % au-dessous de 3 watts modulés, mais dépassera 5 % pour 4 watts modulés.

On obtiendra toujours de meilleurs résultats en utilisant, à faible régime, un étage final capable de fournir une grande puissance. C'est pour cette raison que certains récepteurs ont des étages de sortie d'une puissance de 18 watts dissipés.

On se souviendra que l'emploi d'un étage symétrique permet d'annuler pratiquement les harmoniques de rang pair. Malheureusement, les tubes penthodes fournissent surtout des harmoniques de rang impair. On n'obtiendra donc pas une très grande amélioration de cette manière, *à moins d'utiliser la contre-réaction.*

Pour augmenter la puissance disponible, on fait naturellement appel à un tube plus puissant. Toutefois, il ne faut pas oublier qu'un étage quelconque ne peut fournir sa puissance maximum qu'à condition de transmettre à la grille de commande des tensions assez grandes pour en obtenir la modulation complète. Si, dans des conditions données, nous remplaçons un tube EL 84 par un tube EL 34 *nous obtiendrons une puissance utile moins grande* malgré que la puissance du second soit double.

En effet, la sensibilité du tube EL 84 est de 0,33 V., alors que celle de l'autre est de 0,5 V. Il faut, en même temps, augmenter les tensions d'entrée dans le rapport nécessaire.

351. Triode, penthode et tube à concentration. — Nous avons déjà indiqué plus haut que l'emploi à peu près général du tube de sortie penthode s'expliquait surtout pour des raisons de simplicité et d'économie.

Nous en rappelons brièvement les inconvénients :

a) *Grande résistance interne.*

L'amortissement transmis au haut-parleur est faible. Les résonances mécaniques ont ainsi une action importante.

b) *Distorsion par harmoniques de rangs impairs.*

Le procédé usuel permettant leur réduction est l'emploi de la contre-réaction. Mais on réduit en même temps la sensibilité qui est le principal avantage du tube penthode.

c) *Distorsion très prononcée par transmodulation* (voir au début de ce chapitre).

d) *Nécessité d'une impédance d'utilisation très exactement calculée.*

Le principal inconvénient du tube triode est son manque de sensibilité. Par contre, le tube triode s'accommode beaucoup plus facilement d'une impédance d'utilisation approximativement adaptée. On observe une diminution de rendement, mais sans exagération de la distorsion. Les harmoniques produits sont principalement de rang pair, ce qui permet de les éliminer en utilisant un montage symétrique.

Les tubes à concentration (Beam-Power) du type 6L6 par exemple, réunissent certains des avantages des penthodes et triodes. Ils ont l'inconvénient de produire une distorsion importante par l'harmonique II. On peut éliminer cet inconvénient par un montage symétrique. Leur sensibilité est du même ordre de grandeur que celle des tubes penthodes

352. Réduction de la distorsion. — En dehors de l'emploi de la contre-réaction dont il sera question plus loin, on obtiendra un fonctionnement avec un minimum de distorsion en observant certaines précautions élémentaires.

Il importe, tout d'abord, de n'exiger du tube qu'une puissance modulée assez éloignée du maximum qu'il peut fournir (voir courbe de distorsion plus loin, figure 265).

Les différentes tensions doivent être ajustées avec précision. En règle générale, on a intérêt à utiliser une tension anodique aussi élevée que possible. Il faut, naturellement, respecter les limites fixées par le constructeur de tubes.

La tension de polarisation doit être réglée avec un soin tout particulier. Avec les tubes modernes à grande pente, il sera souvent beaucoup plus précis de vérifier l'intensité anodique plutôt que la tension de polarisation elle-même.

Enfin, la charge du tube doit être fixée à sa valeur optimum. Cette question sera examinée plus loin.

353. Polarisation automatique. — On peut obtenir la tension de polarisation du tube final de différentes manières. La plus répandue est le montage dit : *à polarisation automatique* (fig. 253). C'est le courant cathodique du tube lui-même qui détermine la tension de polarisation. Le montage est dit : *automatique*, parce que la tension de polarisation croît automatiquement quand on augmente la tension anodique. Cette régulation ne peut être suffisante que pour les tubes à pente faible. Avec les tubes à forte pente, il serait imprudent de compter uniquement sur son action pour utiliser le même étage sous 300 ou sous 100 volts par exemple.

Le schéma classique est indiqué figure 253. Une résistance R_k, inter-

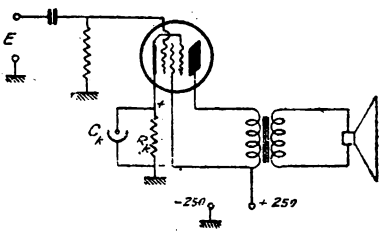


Fig. 253.

calée dans le circuit de la cathode, est traversée par la somme des intensités des électrodes accélératrices.

La chute de tension est d'un sens tel qu'elle rend la cathode positive, par rapport à la grille. Il en résulte évidemment que la grille est négative par rapport à la cathode.

Connaissant la valeur des intensités des diverses électrodes et la tension de polarisation on peut facilement déterminer R_k par la simple application de la loi d'Ohm.

Soit, par exemple, un tube dont l'intensité anodique est de 0,036 A et l'intensité de grille écran de 0,004 A. La tension de polarisation doit être de 6 volts. On prendra R_k telle que l'on ait :

$$R_k = \frac{6}{0{,}036 + 0{,}004} \text{ ou } 150 \text{ ohms.}$$

Mais la résistance R_k est également traversée par les courants téléphoniques. Il en résulterait normalement un effet de contre-réaction réduisant la sensibilité. On évitera cet effet en court-circuitant les composantes alternatives par un condensateur. La capacité choisie doit être telle que sa réactance soit négligeable par rapport à R_k pour toutes les fréquences à transmettre. D'après cela, C_k sera d'autant plus grand que R_k sera plus petit. Si nous voulons que la condition exprimée soit remplie

pour la fréquence 50 hertz, il faudra, par exemple, que la réactance de C_k, à cette fréquence, soit de l'ordre de 15 ohms. Cela conduit à choisir une capacité de l'ordre de 200 microfarads. On se contente généralement d'une capacité électrolytique de 20 à 50 μF. Il est certain qu'il y a là une cause de réduction d'amplification des fréquences les plus basses.

354. Polarisation semi-automatique. — Le schéma de polarisation semi-automatique est donné figure 254. La tension de polarisation est produite aux bornes de R_1, par le passage du courant anodique total du récepteur ou de l'amplificateur.

Un découplage efficace du circuit de grille est obtenu en intercalant

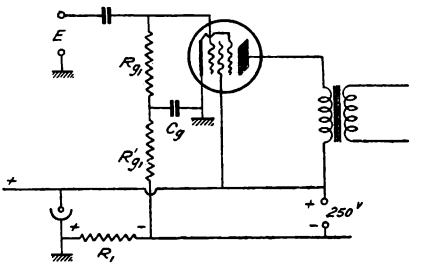


Fig. 254.

une résistance $R'g_1$, découplée par un condensateur C_g. Il est, dans ce cas, facile d'obtenir un découplage efficace, même pour les fréquences les plus basses, sans faire appel à une capacité trop élevée. On peut, en effet, choisir $R'g_1 = 300.000$ ohms. Il suffira donc que la réactance de C_g soit inférieure à 30.000 ohms, pour une fréquence de 50 Hz et pour remplir la condition que nous nous sommes fixée dans le paragraphe précédent.

Si nous choisissons $C_g = 0{,}1$ μF, sa réactance à 50 hertz sera de 32.000 ohms, c'est-à-dire approximativement égale à la valeur limite.

Le montage précédent est dit *semi-automatique* parce qu'il jouit, en partie, des mêmes propriétés que le précédent.

En effet, la fraction la plus importante du courant qui traverse R_1 est celle qui représente le courant anodique du tube final. Dans un récepteur de radio, du type ordinaire, on mesurera un courant anodique total de 0,055 A, alors que le courant anodique de l'étage final (intensité anode + intensité écran) est de 0,040 A.

355. Polarisation fixe. — On peut aussi utiliser une polarisation

1. On dit aussi « *polarisation semi-fixe* », ou, plus incorrectement, « *polarisation par le « moins »*.

rigoureusement fixe, c'est-à-dire indépendante de l'intensité anodique du tube final.

La tension est alors obtenue par une source indépendante qui peut être une batterie, un redresseur séparé ou des cellules de polarisation [1].

Transformateur d'adaptation.

356. Généralités. — L'impédance de charge optimum du tube est toujours très différente de l'impédance d'utilisation, qui est ici la bobine mobile du haut-parleur. Il faut donc intercaler *un transformateur d'adaptation*, ou transformateur de sortie.

Le rapport de transformation n, doit être tel que l'on ait :

$$n = \sqrt{\frac{Z_u}{z_a}}.$$

z_a étant l'impédance de charge que l'on désire obtenir,
Z_u étant l'impédance d'utilisation.

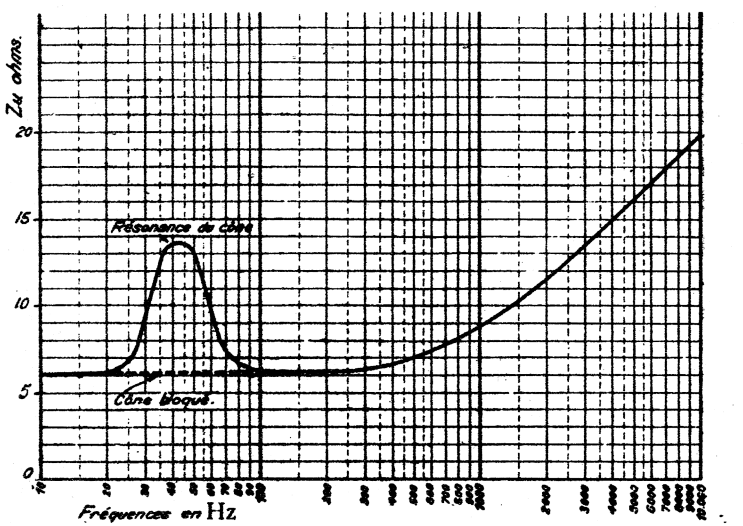


Fig. 255.

Une première difficulté surgit du fait que l'impédance de la bobine mobile n'est pas ohmique. Elle varie avec la fréquence d'une manière qui n'est pas négligeable.

Nous donnons figure 255 la courbe qui indique la variation de l'impé-

1. Ce sont des éléments électrolytiques qui maintiennent entre leurs extrémités une tension constante à circuit ouvert.

dance en fonction de la fréquence, pour un haut-parleur dont le cône a un diamètre de 27 centimètres environ.

La résistance de la bobine, en courant continu, est de 6 ohms. L'impédance à 1 000 hertz est déjà de 9 ohms.

Pour faire le calcul du rapport de transformation, on se base sur une valeur moyenne. On prend généralement l'impédance à 1 000 hertz.

On remarquera, sur la courbe, l'influence de la résonance mécanique du système mobile qui se produit ici entre 40 et 45 hertz.

357. Les qualités du transformateur. — En plus de son rôle d'adapteur d'impédance, le transformateur de sortie doit présenter différentes qualités.

a) Le transformateur doit transmettre les différentes fréquences de telle sorte qu'elles soient également reproduites.

b) Les pertes électriques doivent être aussi réduites que possible.

c) Il ne doit pas produire de distorsion d'amplitude.

d) La résistance ohmique du primaire doit être aussi faible que possible.

Cette condition est particulièrement importante quand il s'agit de tubes penthodes.

Si la chute de tension était trop grande dans le primaire, il est évident que la tension effective d'anode serait notoirement plus faible que la tension de grille-écran. Des troubles de fonctionnement graves pourraient en résulter.

Les facteurs principaux qui agissent sur le fonctionnement d'un transformateur de sortie sont :

1) *Coefficient de self-induction de l'enroulement primaire.*

2) *Coefficient de self-induction de fuite de l'enroulement secondaire.*

Nous allons examiner le rôle de ces facteurs dans la reproduction des différentes fréquences.

358. Transmission des fréquences basses. — Le facteur important est ici le coefficient de self-induction de l'enroulement primaire. *La transmission est assurée d'une manière uniforme si la réactance du primaire, pour la fréquence considérée, est supérieure à la réactance fournie par la charge effective, en parallèle avec la résistance interne du tube.*

Prenons un exemple. Soit un tube penthode de résistance interne 50.000 ohms. Le transformateur de sortie a été calculé pour que l'impédance de charge optimum soit de 7 000 ohms. Les deux réactances en parallèle donnent $\frac{7\,000 \times 50\,000}{7\,000 + 50\,000}$ c'est-à-dire environ 6 000 ohms. Tel

sera, d'ailleurs, toujours le cas pour les tubes penthodes pour lesquels la résistance interne est toujours très grande par rapport à la résistance de charge optimum.

Il faudra choisir une impédance du primaire qui soit au moins du même ordre de grandeur.

On peut montrer que la perte de transmission en tension est de $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ou 0,707 quand les deux impédances sont égales. Acceptons cette condition limite pour la fréquence 50 Hz.

On doit avoir :

$$\omega L_a = 6.000$$

avec $\omega = 314$

D'où $L_a = \frac{6.000}{314}$ ou environ 20 henrys.

C'est évidemment un chiffre considérable et que n'atteignent pas, à beaucoup près, la plupart des transformateurs qui équipent des haut-parleurs du modèle courant. Il faut remarquer, en effet, que l'inductance est fortement réduite par le passage du courant anodique du tube.

La condition posée précédemment est beaucoup plus facilement respectée s'il s'agit d'un tube triode. En effet, la résistance interne du tube est très petite, ainsi que l'impédance optimum. Pour un tube triode 6 A 5 on trouverait, par exemple, que l'impédance de charge est de 2.300 ohms, et la résistance interne de 670 ohms seulement.

Il faut, cette fois, tenir compte de la résistance ohmique du primaire qui est du même ordre de grandeur que la résistance du tube. Il suffit alors d'un coefficient de self-induction primaire de 2,2 henrys seulement, c'est-à-dire 10 fois moins important.

Pour réduire l'influence du courant continu anodique sur la perméabilité du circuit magnétique, on peut prévoir un entrefer dans le circuit magnétique. La grandeur de cet intervalle doit être déterminée avec soin. On pourrait supposer que l'entrefer a pour effet de diminuer le coefficient de self-induction. Il n'en est rien, tout au contraire. L'entrefer a pour résultat de diminuer l'induction causée par le courant anodique. On peut montrer qu'il y a une largeur de l'entrefer pour laquelle le coefficient de self-induction est maximum.

359. Transmission des fréquences élevées. — C'est le coefficient de dispersion ou de fuite qui entre ici en jeu. Le coefficient de dispersion peut, comme dans un transformateur de basse fréquence, être considéré comme un coefficient de self-induction et s'exprimer en henrys.

L'étude complète, qu'il nous est impossible d'entreprendre ici, conduit à la conclusion suivante :

Les fréquences élevées sont transmises d'une manière uniforme tant que la réactance de dispersion (ωL_f) demeure inférieure à la somme de la résistance du tube et de la résistance correspondant à la charge normale.

La réduction d'amplitude atteint $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ou 0,707 pour l'égalité des deux valeurs.

Cette fois, l'avantage est évidemment en faveur du tube penthode.

En effet, dans l'exemple choisi, la somme des deux résistances est de :

$$50\,000 + 7\,000 = 57\,000 \text{ ohms.}$$

On doit donc avoir :

$$\omega L_f = 57\,000$$

$$L_f = \frac{57\,000}{\omega}$$

avec $\omega = 31\,400$ soit

$L_f = 1{,}8$ henrys environ

avec le tube triode, on trouverait :

$$L_f = \frac{3.330}{31.400} \quad \text{soit environ 0,1 henry.}$$

Il ne faut d'ailleurs pas comparer directement les deux chiffres ainsi trouvés, mais leur rapport avec la self-induction primaire.

Dans le premier cas on a :

$$\frac{L_f}{L_p} = \frac{1{,}8}{20}, \text{ soit 9 \% environ}$$

et dans le second :

$$\frac{0{,}1}{2} \quad \text{ou} \quad 5\ \%.$$

360. Comparaison entre triode et penthode. — La comparaison est donc en faveur du tube penthode. Toutefois, nous remarquerons que les inductances primaires varient dans le rapport 1/10 alors que les coefficients de fuite, ramenés à l'inductance unité, ne sont que dans le rapport 1/2. D'autre part, il sera relativement beaucoup plus facile de réaliser un transformateur ayant, au maximum, le coefficient de fuite trouvé, que de réaliser un transformateur de sortie avec une très grande inductance effective primaire.

Enfin, une erreur dans l'impédance de charge se traduit, pour un tube triode, par une diminution du rendement électrique plutôt que par l'augmentation de la distorsion. Il en est tout autrement avec le tube penthode.

Or, il y a forcément une erreur d'adaptation, puisque la charge optimum n'est obtenue que pour 1 000 hertz . A 2 000 hertz , il y a déjà une erreur, puisque l'impédance de la bobine mobile est sensiblement 30 % plus élevée que la valeur choisie comme base (voir fig. 255).

Il est important de retenir les points suivants :

a) Le transformateur d'adaptation d'un tube triode est beaucoup plus facile à établir que celui d'un tube penthode.

On peut obtenir l'impédance de charge optimum en choisissant un nombre de spires primaires quelconque, *mais si l'on veut une reproduction correcte des fréquences basses, il est indispensable que la self-induction primaire soit aussi élevée que possible. Cette condition est beaucoup plus difficile à respecter avec un tube penthode* (L_p *dix fois plus grand que pour un tube triode*).

Pour augmenter l'inductance primaire il ne suffit pas d'augmenter le nombre de spires. En effet, on accroît ainsi l'induction produite dans les tôles par le courant anodique du tube. Or, il est essentiel, par ailleurs, que cette induction soit toujours très faible, si l'on veut éviter la distorsion (4 000 à 5 000 Gauss, par exemple).

On est donc amené à prévoir un circuit magnétique de forte section. Le simple examen d'un transformateur de haut-parleur suffit, souvent, pour permettre de prévoir que la reproduction des fréquences inférieures à 200 périodes sera fortement déficiente.

La reproduction des fréquences élevées sera assurée si le coefficient de fuite est très bas. Remarquons qu'il sera plus facile de respecter cette condition si l'inductance primaire est plus faible. En imbriquant primaire et secondaire, on réduira l'inductance de dispersion.

361. Conclusion. — De la réalisation du transformateur de sortie dépendront en partie les résultats donnés par le haut-parleur. On ne saurait donc y apporter trop de soin. Il est extrêmement important de pouvoir vérifier, au moins :

1) inductance du primaire,

2) rapport de transformation ou charge imposée au tube final.

Beaucoup de transformateurs d'adaptation portent simplement l'indication : « penthode » ou « triode ». Il ne faut pas hésiter à considérer ces renseignements comme tout à fait insuffisants.

Étage final symétrique (Push-Pull).

362. Généralités. — L'étude théorique du montage symétrique, faite dans le tome II[1], nous a montré que ses avantages étaient nombreux.

Deux lampes, travaillant en opposition de phase, permettent d'obtenir une puissance plus grande, avec une moindre distorsion. Il résulte de l'étude théorique que le procédé permet l'annulation des harmoniques d'ordre pair. Il sera tout spécialement intéressant avec des tubes triodes ou des tubes à concentration électronique, parce que, dans ce cas, la distorsion est surtout produite par des harmoniques d'ordre pair et, en particulier, l'harmonique II.

Contrairement à une opinion souvent admise, le montage push-pull sera

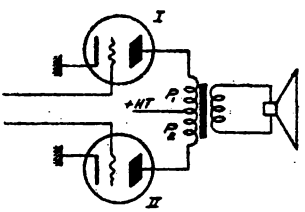


Fig. 256.

beaucoup moins intéressant avec des penthodes, surtout s'il s'agit de tubes à très forte inclinaison. Dans ce cas, les principaux facteurs de distorsion sont, en effet, les harmoniques III et V, sur lesquels le montage symétrique est sans action. Toutefois, lorsqu'on utilise un dispositif à contre-réaction, l'emploi de tubes penthodes peut être justifié.

On aura recours aux montages symétriques chaque fois qu'on voudra obtenir une puissance assez grande avec un minimum de distorsion. Il sera toujours plus avantageux d'utiliser deux tubes d'une puissance donnée en push-pull, plutôt qu'un seul tube de puissance double en montage ordinaire.

Prenons un exemple précis. Soit un tube penthode d'une puissance dissipée de 8 watts, alimenté sous 250 volts (tube EL 2).

Si nous limitons la distorsion à 5 % la puissance modulée que peut fournir le tube est de 1,5 watt.

Si nous utilisons, dans les mêmes conditions, une penthode EL5 de 18 watts dissipés (plus du double) nous pourrons obtenir une puissance modulée de l'ordre de 3,5 watts.

1. Voir tome II, nos 225 à 228 et 237-1 à 237-14.

Or, en employant deux tubes EL2 en montage symétrique, on obtiendra environ 8 watts modulés et *la distorsion ne dépassera pas* 1,5 %. On fait donc une économie de puissance anodique et on obtient, de plus, une amélioration de la qualité de reproduction.

Un autre avantage important du montage symétrique, c'est que les champs magnétiques produits par les deux tubes I et II (fig. 256) sont en opposition. Les intensités anodiques des deux tubes étant égales, il en résulte que le champ total est nul. La saturation des tôles du circuit magnétique par le courant anodique n'est donc pas à redouter. Il est possible d'obtenir une inductance primaire plus élevée et, en particulier, d'améliorer la reproduction des fréquences basses.

Moyens pour obtenir le déphasage.

363. Déphasage par transformateur. — Le procédé le plus simple, et le seul connu pendant longtemps, est l'emploi d'un transformateur basse fréquence avec prise médiane sur l'enroulement secondaire (fig. 257). Si les deux moitiés du secondaire sont rigoureusement symétriques,

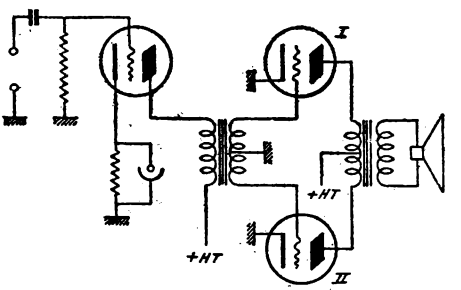


Fig. 257.

des tensions à chaque instant égales, mais de sens opposé, sont transmises aux grilles des tubes I et II.

Le système possède, naturellement, les avantages et les inconvénients des montages utilisant les transformateurs de basse fréquence.

Une difficulté supplémentaire sera provoquée par la nécessité de la prise médiane. Si l'on veut réaliser la symétrie absolue, il ne faudra pas se contenter de bobiner l'enroulement secondaire, en enroulant d'abord la moitié des spires pour faire la prise médiane, puis d'enrouler l'autre moitié.

Cette méthode donnera, tout d'abord, deux demi-secondaires ayant des résistances ohmiques différentes. Il en résulterait une différence de

gain pour la bande de fréquences dans laquelle se manifeste la résonance de dispersion. Cet effet sera, d'ailleurs, peu important.

Mais il y a plus grave. Chaque enroulement aurait évidemment une inductance de fuite différente. Il y aurait une dissymétrie importante pour les fréquences élevées.

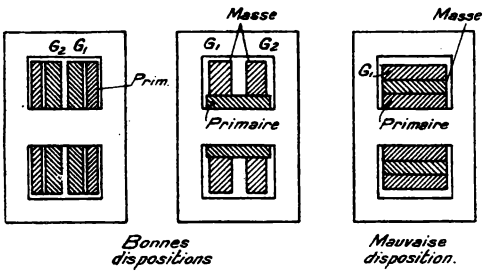


Fig. 258.

Pour éviter ce défaut, il faut que les deux demi-secondaires occupent des positions symétriques par rapport à l'enroulement primaire, ainsi que par rapport au circuit magnétique (voir fig. 258). De la sorte, les coefficients de self-induction, les coefficients de dispersion et les résistances des différents enroulements sont égaux et la symétrie électrique peut être parfaite.

L'emploi d'un transformateur suppose pratiquement l'utilisation d'un tube triode.

364. Déphasage par une lampe. — Entre les tensions d'entrée et de sortie d'un tube amplificateur, il y a un déphasage de 180°. C'est ce que l'on cherche à obtenir dans le montage push-pull. Mais en règle générale, un tube fournit un certain « gain », c'est-à-dire que les tensions de sortie ne sont pas égales aux tensions d'entrée.

On tournera la difficulté en n'utilisant qu'une fraction de la tension disponible dans le circuit de plaque. Si le tube donne un gain de 10, on n'utilisera que le 1/10 de la tension.

On peut imaginer un certain nombre de combinaisons pour obtenir les conditions cherchées. L'une des plus recommandables est indiquée figure 259.(montage paraphase)

Les tensions sont d'abord transmises au tube d'entrée et le résultat de l'amplification, recueilli aux bornes de la résistance R_{a1} est transmis à l'un des tubes de sortie à travers le condensateur C_1.

Mais une fraction convenable des tensions fournies par le tube d'entrée est transmise à la grille du tube déphaseur par le condensateur C_d.

L'anode de ce tube, qui comporte une résistance égale à celle du tube d'entrée, est couplée au second tube final.

En réglant R_{a1} on peut obtenir l'égalité des tensions V_1 et V_2. Il faut que cette égalité se maintienne pour toutes les fréquences. Ce résultat sera obtenu en observant la plus grande symétrie. Il est d'ailleurs impossible d'atteindre à la symétrie parfaite. Il est évident que, dans le schéma figure 259, la présence du condensateur C_d et de l'impédance d'entrée du tube déphaseur est un élément de déséquilibre. Mais on peut rendre son action négligeable en prenant quelques précautions. Par exemple, on se

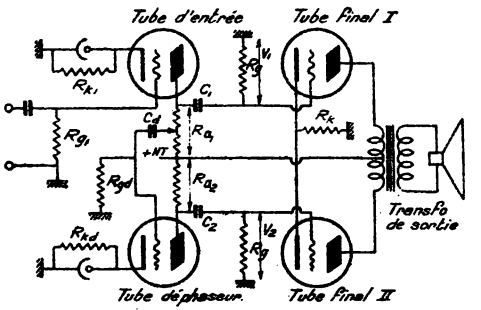


Fig. 259.

contentera d'un gain léger de l'étage d'entrée. Cela permettra de prévoir une valeur faible de R_{g1}. La présence du circuit d'attaque du tube déphaseur se traduira surtout comme une capacité parasite apparente. On pourra augmenter la symétrie en ajoutant une capacité effective égale sur la même fraction de R_{a2}.

La figure 259 a été prévue avec des tubes triodes. On pourrait tout aussi bien la réaliser avec des tubes penthodes. Il suffirait de prévoir l'alimentation des grilles-écrans, par des résistances série, par exemple, découplées par des capacités convenables.

Le réglage de la résistance R_{a1} se fera en utilisant un voltmètre amplificateur qui permettra de mesurer et de comparer soit V_1 et V_2 soit encore les tensions alternatives développées entre les plaques de chacun des deux tubes de puissance et le pôle positif de la haute tension.

On peut imaginer d'autres montages que celui de la figure 259. Ils s'inspirent tous du même principe.

365. Déphasage cathodique. — Le principe du tube déphaseur dit *cathodyne* est différent. Considérons le circuit figure 260. Nous plaçons deux

résistances égales, l'une dans le circuit de plaque et l'autre dans le circuit de cathode d'un tube. Ces deux résistances sont naturellement traversées par le courant anodique. Il en résulte que toute variation d'intensité, produite par une variation de tension de grille, par exemple, se traduit par des variations de tensions égales et de signe contraire, entre les extrémités de ces deux résistances.

On pourra donc employer le système pour produire les tensions d'attaque de deux tubes symétriques.

Toutefois, il y a certaines difficultés d'application sur lesquelles il est indispensable d'insister.

Le schéma figure 260 suppose que la tension d'attaque est disponible entre deux bornes *isolées* B_1 et B_2. Cette condition sera réalisée si la tension d'entrée est fournie, par exemple, par un pick-up, ou, encore par un tube

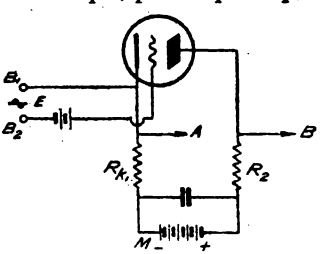


Fig. 260.

diode. Mais, le plus souvent, cette tension sera fournie par un tube amplificateur. Elle sera donc développée entre l'anode de ce tube et la source anodique, ou, ce qui revient au même, la masse du châssis.

Or, le point M (fig. 260), est, lui aussi, relié à la masse du châssis. Il en résulte que la tension d'entrée ne peut pas être appliquée entre la grille et la cathode du tube déphaseur, mais entre la grille et le retour cathodique.

Il en résulte un changement très important dans le fonctionnement.

Nous avons indiqué figure 261 un exemple de schéma de réalisation.

La grandeur des tensions disponibles aux bornes de R_a et de R_k dépend de la grandeur des variations de l'intensité anodique, c'est-à-dire des tensions réellement développées entre grille et *cathode* du tube d'entrée. Ces dernières sont égales à la différence des tensions existant en E et entre les extrémités de R_k.

En fait, le système est un montage à contre-réaction d'intensité. La tension de contre-réaction existant aux bornes de R_k est égale à la moitié des tensions fournies par le tube. Dans ces conditions, le « gain »

d'un embranchement est égal à 1. Cela veut dire que l'on retrouve dans le circuit de plaque une tension sensiblement égale à celle qui était disponible en E. Le gain total est donc de l'ordre de 0,95 × 2 ou voisin de 1,9. En d'autres termes, l'ensemble se comporte à peu près comme un transformateur qui aurait un primaire égal à la moitié du secondaire, celui-ci étant à prise médiane.

Il est indispensable que le montage soit réalisé de telle sorte que la capacité du point P par rapport à la masse soit aussi réduite que possible.

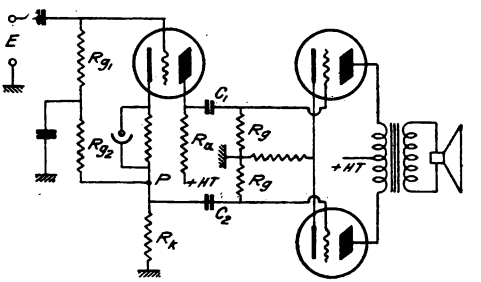


Fig. 261.

Cette capacité, si elle était notable, aurait pour effet de shunter la résistance R_k. On aurait alors un effet de contre-réaction qui varierait avec la fréquence. Les tensions aux bornes de R_k seraient légèrement défaillantes pour les fréquences élevées; par contre, aux bornes de R_a, elles seraient fortement exagérées.

La résistance normalement recommandée en R_k est de l'ordre de 20 000 ohms. Une capacité dont la réactance sera de 100 000 ohms aura déjà un effet notable.

Or à 5 000 hertz, la réactance d'un condensateur égal à 500 picofarads est de 80 000 ohms seulement. Il y a, d'ailleurs, d'inévitables capacités entre le point P et la masse et, en particulier, la capacité cathode filament du tube qui est souvent importante.

Il y a donc tout avantage à réduire R_k et cela, d'autant plus que les constructeurs de tubes indiquent toujours une limite de tension admissible entre filament et cathode.

Pratiquement, en utilisant un tube triode ordinaire, on peut prendre $R_k = R_a = 10\,000$. En prenant un tube triode, à très faible résistance interne on peut même, sans inconvénient, descendre à 4 000 ohms. L'influence des capacités parasites est alors négligeable.

Dans tous ces montages, on se souviendra que le gain en tension fourni

par le tube déphaseur est sensiblement égal à 1. Il faut donc uniquement le considérer comme un élément de déphasage et non d'amplification.

366. Déphaseur de Schmitt. — Ce montage est aujourd'hui communément employé dans les amplificateurs dits « à haute fidélité ». C'est pour cette raison que nous en donnons le schéma figure 262.

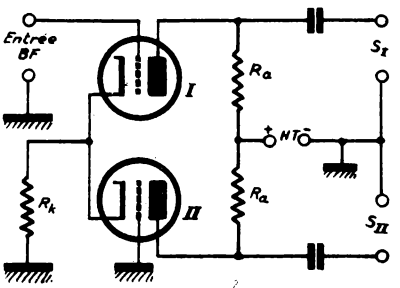


Fig. 262.

On utilise deux tubes triodes identiques. La résistance commune de cathode n'est pas découplée. Les deux résistances de charge d'anode sont égales. La tension d'entrée est appliquée sur l'une des grilles, l'autre grille étant mise à la masse.

Admettons qu'on applique une tension croissante sur la grille du tube I. Il en résulte une augmentation de courant anodique et, par conséquent, une augmentation de courant dans la résistance R_k. La polarisation du tube II étant alors croissante, il en résulte une diminution d'intensité anodique du tube II. Ainsi les variations se font bien en sens contraire, c'est-à-dire en opposition de phase.

D'une manière plus précise, on peut raisonner sur des tensions alternatives.

Appliquons une certaine tension alternative à l'entrée. La tension qui se produit entre les extrémités de la résistance R_k est en phase avec cette tension d'entrée. C'est, en effet, une propriété du couplage par la cathode. Mais cette tension est appliquée au tube II entre cathode et grille (et non pas entre grille et cathode, comme pour le tube I).

En conséquence les tensions de sortie des deux tubes seront en opposition de phase.

Toutefois il est bien évident que les tensions disponibles entre les bornes de sorties S_1 et S_2 ne *peuvent pas être égales.*

Si elles l'étaient, on se trouverait en effet, dans le cas d'un montage

symétrique et les composantes alternatives fournies par chacun des deux tubes entre les extrémités de R_k étant égales et, en opposition de phase, s'annuleraient réciproquement... et le tube II ne recevrait alors aucune excitation...

Notre propos n'est pas d'effectuer ici le calcul complet du gain fourni par chacun des deux tubes. Nous nous bornerons à signaler que si G_1 est le gain fourni par le tube I, G_2 celui que fournit le tube II, on a :

$$G_1 = \frac{G_2}{1 + \dfrac{\rho + R_a}{(k+1)\,R_k}}$$

Pour qu'on puisse considérer que $G_1 = G_2$ il faut que le rapport :

$$\frac{\rho + R_a}{(k+1)\,R_k}$$

soit aussi petit que possible.

Il faut donc prendre des tubes à grande pente (ρ petit et k grand), utiliser une charge R_a assez faible et prendre R_k aussi grand que possible. Ces conditions sont d'ailleurs assez contradictoires, car dans un tube à très grande pente, on ne pourra choisir qu'une valeur faible de R_k, sinon, la polarisation sera excessive et le point de fonctionnement sortira des parties droites de la caractéristique.

On pourrait penser à égaliser les gains des deux branches en choisissant deux valeurs différentes de résistance de charge. Mais dans ce cas, les impédances des deux branches ne sont plus égales et l'on tombe dans le défaut qu'on peut reprocher au montage cathodyne.

Sur ce dernier montage, le déphaseur de Schmitt présente l'avantage de fournir un certain gain en tension.[1] Toutefois, il faut ajouter qu'il utilise deux tubes triodes au lieu d'un seul.

L'objection selon laquelle on ne peut choisir que des valeurs assez faibles pour R_k peut être levée de deux manières :

1° Soit utilisation d'une tension de polarisation séparée pour les grilles des lampes I et II ; soit encore en reliant le pied de la résistance R_k à un point présentant par rapport à la masse une tension négative suffi-

1. Le gain en tension de chaque branche est environ moitié de celui que donnerait un seul tube, utilisé dans les mêmes conditions avec polarisation correcte et sans contre-réaction cathodique.

samment importante (— 100 V), mais pouvant être considéré à la masse du point de vue alternatif. De cette façon on peut laisser réellement à la masse la grille de la triode II.

2° D'une manière plus courante, tout au moins en matière d'amplificateur basse fréquence, on préfère employer le schéma (fig. 262 *bis*), qui permet de donner à R_k une valeur aussi grande qu'il est possible, compte tenu des tensions d'alimentation et des caractéristiques des lampes, tout en conservant une polarisation convenable au repos pour les deux triodes. La grille de la triode II est mise à la masse du point de vue alternatif par le condensateur C_{g_2} dont la valeur doit être choisie pour demeurer assimilable à un court-circuit par rapport à celle de la résistance R_{g_2} à la plus basse fréquence à transmettre.

Aux très basses fréquences où l'impédance de C_{g_2} devient comparable à R_{g_2}, la grille de la triode II reçoit une partie de la tension alternative apparaissant aux bornes de R_k et le fonctionnement du déphaseur est alors défectueux.

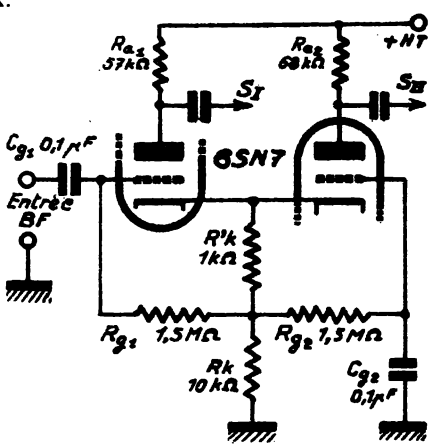


Fig. 262 *bis*.

Nous donnons, en figure 262 *bis*, le schéma du déphaseur de l'amplificateur britannique LEAK T. L. 10. Il est à noter que, à 20 Hz, l'impédance de C_{g_2} n'est encore que de 80 kΩ. R_{a_1} et R_{a_2} sont des valeurs différentes pour égaliser les tensions de sortie. Les modifications d'impédance de sortie n'influent guère sur les performances de l'étage final. La 6 SN 7 avait été adoptée pour sa robustesse. Depuis, on utilise couramment des 12 AX 7 avec $R_{a_1} = R_{a_2}$. C'est la version la plus répandue de ce montage à l'heure actuelle.

Nous donnons, en figure 262 *ter*, une version améliorée du déphaseur de Schmitt avec liaison directe à l'étage d'entrée (réduction des rotations

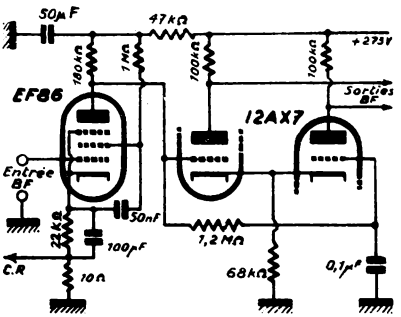


Fig. 262 *ter*.

de phase) que nous avons relevé dans les schémas conseillés par PHILIPS et MULLARD pour les amplificateurs à haute fidélité.

367-1. Transformateur de sortie pour montage symétrique. Montages ultra-linéaires. — Le transformateur de sortie des montages symétriques est un des éléments les plus importants du montage. C'est de lui que dépendent essentiellement les qualités de l'amplificateur.

Sa réalisation est facilitée par le fait que les courants anodiques des deux tubes produisent des champs en opposition qui se détruisent mutuellement. Si les courants anodiques des tubes sont égaux, il n'y a aucune présaturation du circuit magnétique. On peut donc se dispenser de prévoir un entrefer. Ainsi on augmente le coefficient de self-induction des enroulements primaires, on améliore la transmission des fréquences basses, et l'on réduit les fuites magnétiques.

Il est essentiel que le transformateur soit parfaitement symétrique sous tous les rapports, cela signifie, en particulier :

a) même coefficient de self-induction des deux primaires ;
b) même capacité répartie ;
c) même résistance ohmique ;
d) même coefficient de self-induction de fuite des deux demi-primaires par rapport à l'enroulement secondaire ;
e) mêmes capacités parasites entre les différents enroulements.

La méthode de fabrication usuelle ne permet pas d'obtenir ce résultat. Il en résulte que la courbe de transmission des deux tubes n'est pas la même. On constate assez souvent, par exemple, une divergence des

deux courbes à partir de quelques milliers de hertz.

L'auteur a déjà indiqué un mode de construction qui permet d'éviter ce défaut (voir : *Un récepteur et deux amplificateurs à haute fidélité*, E. Chiron, éditeur).

L'impédance de charge est évaluée de plaque à plaque. Dans ces conditions, on doit considérer que la charge *instantanée* supportée par le tube représente le quart de l'impédance mesurée de plaque à plaque (voir tome II). Certains montages qui seront étudiés au paragraphe suivant permettent d'éliminer le transformateur de sortie.

Ce transformateur comporte parfois des prises intermédiaires prévues sur l'enroulement primaire pour permettre la réalisation du montage dit *ultra-linéaire*. Ces prises servent à l'alimentation de la grille-écran. On obtient ainsi une contre-réaction d'écran. Les propriétés de ce montage sont exactement celles d'un montage à contre-réaction, en tenant compte du fait que le coefficient d'amplification, relatif à l'écran est beaucoup plus faible que celui qui correspond à l'anode.

367-2. Montages symétriques sans transformateur de sortie. — Dans le montage symétrique classique on peut considérer que les deux tubes de puissance sont montés *en parallèle* pour l'alimentation anodique mais *en série* pour fournir la puissance utile à l'impédance de charge. C'est précisément pour cette raison que la charge, mesurée de plaque à plaque est quatre fois plus grande que la charge réelle supportée par chaque tube.

On peut, avec les techniciens américains, A. G. P. PETERSON et D. B. SINCLAIR imaginer une autre disposition qui présente, dans certains cas, des caractéristiques fort intéressantes.

Pour pénétrer le mécanisme de ce montage nouveau il est plus simple de partir du montage classique.

Nous pouvons parfaitement représenter celui-ci comme sur la figure 263-1 *a*).

Rien n'est changé si les éléments sont disposés, maintenant, comme sur la figure 263-1 *b*). On voit, dans ce dernier cas, que, pour un des tubes, l'impédance de charge est disposée dans le retour de cathode.

Les deux impédances de charge étant identiques, elles ont la même résistance ohmique. La chute de tension provoquée par le passage du courant continu entre leurs deux extrémités est la même.

Il en résulte que si nous réalisons les liaisons indiquées en pointillé,

les deux courants s'équilibrent et que *l'intensité de courant continu qui traverse la charge est nulle.*

Mais cette annulation n'est valable que pour le courant continu. La position de phase en alternatif est telle que les composantes utiles s'ajoutent Les deux impédances de charge en parallèle correspondent à une impédance de charge moitié moins grande que celle qui serait nécessaire pour un seul tube. L'impédance de charge est donc ainsi beaucoup plus petite que celle qui correspondrait au montage symétrique normal.

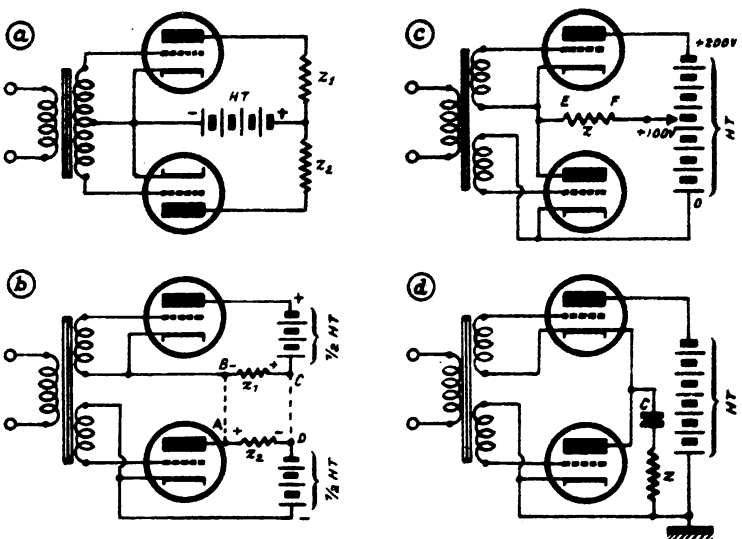


Fig. 263-1.

On voit nettement dans cette disposition c) que, à l'inverse de ce qu'on peut remarquer dans le montage classique :

1° Les deux tubes sont montés *en série* pour l'alimentation anodique continue ;

2° Ils sont *en parallèle* pour les tensions alternatives amplifiées.

On peut encore faire subir au montage une transformation qui présente beaucoup d'intérêt.

Il est évident que le potentiel alternatif au point F est nul, puisque c'est celui de l'alimentation dont l'impédance est nulle. D'autre part, aucune intensité continue ne circule dans la branche EF.

On peut, par conséquent, adopter la disposition *d*) dans laquelle l'impédance de charge est mise à la terre par une extrémité.

Il faudra simplement choisir C pour que sa résistance soit négligeable par rapport à Z pour toutes les fréquences utiles.

Il sera évidemment avantageux d'utiliser des tubes pouvant fournir leur puissance sous une tension anodique faible (les deux tubes sont, en effet, en série).

Avec certains tubes, l'impédance de charge Z aura une valeur inférieure à 1 000 ohms. Or, on sait construire aujourd'hui des hauts-parleurs dont la bobine mobile présente une impédance de cette valeur. Il est donc ainsi possible d'éliminer le transformateur de sortie.

Dans les cas ou ce montage est utilisé avec des tubes à grille-écran, il faut évidemment alimenter et découpler correctement les écrans.

Il faut aussi noter que la cathode d'un tube est portée à un potentiel continu élevé par rapport à la masse. Il faut s'assurer que les conditions de sécurité sont observées à cet égard. Notons qu'on peut toujours prévoir un enroulement de chauffage séparé.

367-3. Exemple de réalisation d'étages symétriques à sortie haute impédance. — A titre documentaire nous donnons figure 263-2 d'après les Informations techniques de la Radiotechnique (n° 16) un exemple pratique de réalisation d'un tel amplificateur.

Les tubes de puissances sont des penthodes UL 84 qui présentent ici l'intérêt d'avoir été étudiées pour fonctionner avec une tension anodique inférieure à 200 volts. On notera quelques points dignes d'intérêt :

1° Le montage est auto-déphaseur. En effet la tension d'attaque du tube (3) est prélevée entre les extrémités de la résistance de 120 Ω qui assure en même temps sa polarisation. Cette résistance est évidemment parcourue par le courant anodique du tube 2.

2° La grille-écran de ce même tube est alimentée à travers le haut-parleur. Celui-ci est donc parcouru par une certaine intensité de courant continu. Un montage « en pont » permet d'éliminer cette composante. Il suffit, pour cela d'ajuster R_h (résistance bobinée variable de 20 000 Ω maximum) à la valeur correcte.

Le tableau publié montre d'ailleurs que cette compensation n'est pas indispensable. L'ajustage avait été fait pour une puissance de sortie de 1 watt.

3° Un circuit de contre-réaction a été ajouté. Ce qui amène une notable réduction de distorsion.

Le second élément triode du tube 12 AX 7 peut être utilisé comme préamplificateur.

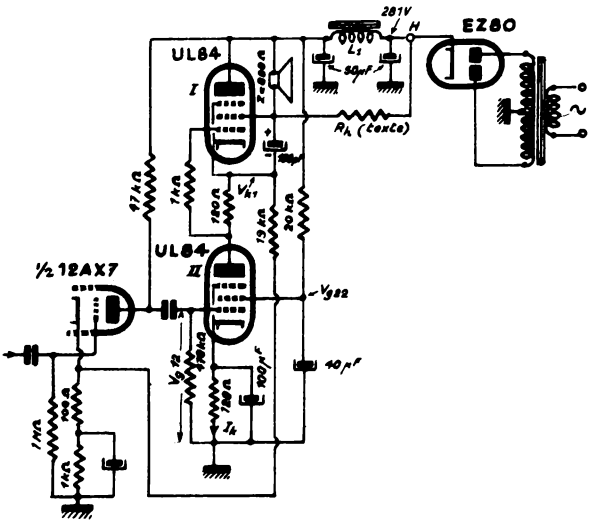


Fig. 263-2.

Voici les tensions et intensités relevées en fonctionnement à pleine modulation :

$V_{k1} = 131$ V ; $V_{k2} = 9{,}9$ V ; $I_k = 71$ mA ; V_{g22} (entre écran 2e tube et masse) $= 127$ V ; I_{g22} (courant continu d'écran du 2e tube) $= 10$ mA.

Tensions et intensités relevées au repos, sans signal d'entrée :

$V_{k1} = 120$ V ; $V_{k2} = 8{,}8$ V ; $I_k = 66{,}5$ mA ;

Tension alternative de modulation V_{g12}, signal à l'entrée-grille du tube II : 5,6 V_{eff}.

368. Polarisation et découplage. — Dans les montages symétriques, il est souvent intéressant de n'utiliser qu'une résistance unique de polarisation pour les deux tubes symétriques (résistance R_k de la fig. 259). En effet, les variations anodiques étant égales et déphasées de 180°, il en résulte que les tensions téléphoniques entre les extrémités de cette résistance sont constamment nulles, sous condition de travailler en classe A. Sous cette réserve, comme il est possible que le montage ne soit pas parfaitement symétrique et, dans ce cas, il naîtra aux bornes de la résistance, une tension de contre-réaction telle qu'elle tendra à corriger la dissymétrie.

Mais le condensateur de découplage ne doit pas être omis en classe AB ou B.

L'emploi d'une résistance unique suppose naturellement que les deux tubes sont rigoureusement identiques. Il en est rarement ainsi, tout particulièrement avec les tubes modernes à caractéristique très inclinée. Or, dans ces conditions, un petit écart de polarisation peut se traduire par

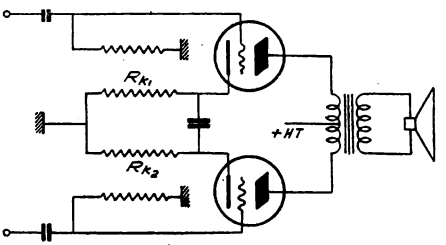


Fig. 263 *bis*.

un écart considérable dans les intensités. Un tube risque alors de dissiper une puissance supérieure au maximum admissible. On peut tourner la difficulté en plaçant une résistance séparée pour chaque tube (fig. 263 *bis*) et en réunissant les deux cathodes par un condensateur de grande capacité. Pour le courant continu anodique chaque tube agit séparément pour déterminer sa propre polarisation. Par contre, pour les composantes téléphoniques, tout se passe comme s'il n'y avait qu'une seule résistance.

369. Amplificateurs classe B. — Le rendement électrique des amplificateurs classe A est toujours très faible [1]. Il est, au maximum de 25 % pour un tube triode et de 50 % pour un tube penthode. Le fonctionnement en régime B permet d'obtenir un rendement de l'ordre de 60 à 75 %.

Pour cela, on utilise un montage symétrique dont la polarisation est réglée de telle sorte que le courant anodique au repos soit à peu près nul.

L'étude détaillée de ces amplificateurs ne saurait trouver sa place ici. Nous nous bornerons à en indiquer les directives générales.

Le courant anodique de l'amplificateur varie avec la puissance acoustique instantanée. Il y a donc des variations considérables. Il est essentiel que l'alimentation soit prévue de telle sorte que les variations de tension en cours de fonctionnement soient aussi réduites que possible. On arrive à ce résultat en utilisant un transformateur dont le secondaire est peu résistant et un tube redresseur à très faible résistance interne (vapeur de mercure). Le filtre est prévu avec inductance d'entrée.

1. Tome II, n° 210.

La même nécessité existe pour la tension de polarisation. Celle-ci doit demeurer fixe. Dans certains amplificateurs, on utilise une batterie ou même un petit redresseur auxiliaire.

370. Classe B dans les récepteurs à batteries. — Les deux conditions exposées plus haut sont réalisées dans les récepteurs alimentés par des batteries. De plus, dans ce cas, il y a un gros intérêt à économiser la batterie anodique. L'emploi d'un amplificateur classe B est donc particulièrement indiqué.

Un exemple fera saisir l'importance de l'économie de courant qu'on peut obtenir. Soit, par exemple, un amplificateur dont le tube final est la penthode 3S4 . Sous 135 volts, le courant anodique sera, *en permanence*, de 0,007 A. La puissance maximum disponible dans ces conditions sera de 0,44 watt avec une distorsion de 10 %, ce qui est déjà très important.

Si nous utilisons deux tubes en classe B, le courant de repos sera de l'ordre de 0,003 A, c'est-à-dire inférieur à la moitié de ce qu'il était tout à l'heure. En fonctionnement, l'intensité *moyenne* ne dépassera pas 0,006. Et, dans ces conditions, on pourra obtenir une puissance de l'ordre de 1 watt modulé, avec une distorsion de 10 % environ.

De même, la classe B sera de rigueur pour les amplificateurs symétriques de sortie équipés de transistors ; la consommation due au courant des collecteurs variera donc selon l'ampleur des signaux amplifiés.

371. Classe B avec courant de grille. — Dans le but d'augmenter encore le rendement électrique et de simplifier la réalisation, on construit des tubes spécialement conçus pour équiper les amplificateurs classe B. Ils sont tels qu'avec la tension anodique normale, le point d'annulation du courant de plaque *corresponde à une polarisation nulle.*

Les variations de tension positives, transmises à la grille, déterminent l'apparition du courant anodique. Mais, la grille étant positive, il y a aussi *un courant de grille.* Ce mode de fonctionnement suppose nécessairement que la résistance ohmique du circuit de grille est négligeable. S'il en était autrement, le courant de grille provoquerait une chute de tension et tendrait à rendre la grille négative.

Les montages déphaseurs des figures 259, 261, 263 ne peuvent donc pas être utilisés sous cette forme. On pourra les employer en remplaçant les résistances R_g par des inductances à résistance ohmique négligeable. Le montage utilisant un transformateur (fig. 257) pourra être utilisé si la résistance des enroulements secondaires est très faible.

Dans la réalisation d'amplificateurs classe B de grande puissance, on

notera que les tensions d'excitation de grille doivent souvent être considérables. Il en résulte qu'il est souvent nécessaire d'employer des lampes d'attaque d'une puissance dissipée déjà notable. Les tubes ordinaires ne peuvent, en effet, fournir des tensions dépassant 20 à 30 volts sans distorsion excessive.

372-1. Alimentation des amplificateurs en classe AB et B. — Les déterminations graphiques discutées plus haut supposent que la tension anodique est invariable au cours du fonctionnement. Ce résultat est obtenu sans difficulté quand il s'agit de classe A puisque l'intensité moyenne anodique est pratiquement constante. Mais il n'en est pas de même avec les amplificateurs en classe AB et B. Par exemple au repos, un étage de puissance en classe A B 2 équipé avec deux tubes 6 L 6 consomme 102 mA. A pleine charge, l'intensité moyenne atteint 230 mA. La variation dépasse donc 100 p. 100.

S'il y a une variation de tension anodique, les conditions de fonctionnement de l'étage final se trouvent modifiées, ce qui se traduit par une distorsion très importante. On peut admettre que la distorsion devient gênante si les variations de tension anodique dépassent 5 p. 100.

Il en est de même pour la variation de tension des écrans et pour la variation de tension.

Ces résultats ne peuvent pas être obtenus en utilisant les schémas d'alimentation anodique habituels. Il faut réunir les conditions suivantes :

a) Valve à faible résistance interne. Enroulements du transformateur et des circuits de filtrage à faible résistance ;

b) Filtre avec inductance d'entrée ;

c) On utilise de préférence une valve à vapeur de mercure (phanotron) ou une valve étudiée spécialement, avec grande surface cathodique et faible distance entre anode et cathode.

a) Dans une valve à vapeur de mercure, la chute de tension est très faible et *indépendante de l'intensité redressée.* Elle est de l'ordre de 15 volts. Une constante essentielle conditionne le fonctionnement de la valve : *la tension inverse de pointe.* C'est le maximum de tension que peut supporter le tube entre anode et cathode, quand l'anode est négative. Le calcul exact est souvent impossible parce que les tensions re-

dressées ne sont pas sinusoïdales. Toutefois, quand le filtre est avec inductance d'entrée, on peut admettre sans grande erreur que la tension inverse de pointe est sensiblement égale à la tension de pointe fournie par le transformateur. C'est donc la tension alternative efficace fournie par ce dernier multipliée par 1,41.

Lorsqu'on prévoit un condensateur d'entrée, la détermination est beaucoup plus difficile. La tension inverse maximum peut pratiquement atteindre trois fois la valeur alternative efficace.

Une autre constante essentielle est *l'intensité maximum de pointe.* Dans un redresseur à inductance d'entrée, on peut admettre qu'elle est égale à l'intensité continue fournie par le redresseur. S'il y a condensateur d'entrée, elle est fonction de la grandeur de cette capacité et croît avec elle. Une mesure précise s'impose quand on craint d'atteindre les conditions limites.

b) Dans un filtre avec impédance d'entrée, alimenté par une valve biplaque et un transformateur avec prise médiane, la tension redressée fournie est égale à $\frac{2\,E_{max}}{\pi}$, c'est-à-dire :

$$E_c = \frac{2\,E_{eff}\sqrt{2}}{\pi}.$$

Pour obtenir une tension continue E_c donnée, il faut donc partir d'une tension efficace alternative telle que

$$E_{eff} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\,E_c \quad \text{ou} \quad 0{,}9\,E_c.$$

Pratiquement, pour tenir compte des autres chutes de tension, on prendra :

$$E_c = E_{eff}.$$

Ainsi, pour obtenir une tension redressée et filtrée de 400 volts, on choisira un transformateur dont le secondaire donne, en *charge*, deux fois 400 volts efficaces.

Nous donnons, à titre d'exemple, fig. 264 , le schéma complet d'un amplificateur classe AB 2, équipé avec deux tubes 6 L 6, et qui peut fournir une puissance modulée dépassant 50 watts, avec une distorsion de l'ordre de 2 p. 100 si toutes les précautions indiquées plus haut ont été prises.

On notera que deux redresseurs sont prévus. Le premier, équipé avec un tube 83 (vapeur de mercure), fournit exclusivement la tension anodique de l'étage final.

Le filtrage est obtenu par une inductance de 5 henrys et un condensateur de 16 µF. On peut se contenter ici d'un système aussi sommaire parce que c'est un montage symétrique. Les enroulements du transformateur et de l'inductance sont à très faible résistance.

Le second, équipé avec une 5 Y 3 fournit l'alimentation des écrans

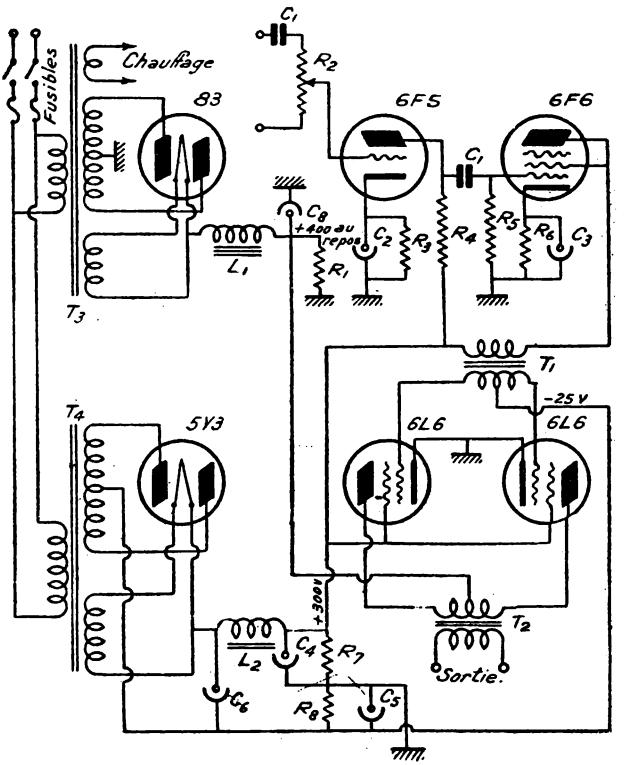


Fig. 264.

des tubes 6 L 6 et l'alimentation anodique du reste de l'amplificateur. Le seul élément variable est l'intensité écran, qui est négligeable par rapport à l'intensité totale. On peut ainsi utiliser ce redresseur pour obtenir la polarisation fixe de l'étage final.

L'étage d'attaque des 6 L 6 est un tube 6 F 6 monté en triode et couplé par un transformateur de rapport 1/1. Ce transformateur doit

être étudié spécialement pour transmettre la puissance nécessaire. Les étages précédents sont équipés par des tubes ordinaires. Le gain de tension nécessaire dépend naturellement de la tension téléphonique dont on dispose à l'entrée (lecteur de cinéma sonore pick-up, microphone, etc...).

Utilisation des différentes classes d'amplificateurs en basse fréquence.

372-2. Etage simple classe A. Utilisé quand on désire une puissance modulée faible avec une faible distorsion. C'est le cas de la majorité des récepteurs radio.

372-3. Etage push-pull classe A ou classe B. Même utilisation que précédemment, mais quand la puissance exigée est plus grande ou quand on veut un taux de distorsion extrêmement faible.

On notera, par exemple, qu'il est beaucoup plus avantageux d'utiliser deux lampes de 9 watts en classe A ou AB plutôt qu'une seule lampe de 18 watts en classe A.

Par exemple, un tube 6 L 6 dissipant 16 watts donne une puissance modulée de 6,5 watts, avec une distorsion de 11 p. 100. Par contre, deux tubes 6 V 6, en classe AB 1, dissipant à peu près la même puissance (18 watts), fournissent 8,5 watts modulés avec une distorsion totale de 4 p. 100. En utilisant deux tubes 6 F 6 en classe AB 2, on obtiendrait 19 watts modulés, avec une puissance anodique du même ordre de grandeur. Lorsque la question du rendement électrique est secondaire et que la fidélité de reproduction passe au premier plan, on peut utiliser le régime de fonctionnement classe AB [1].

La variation de courant anodique, en cours de fonctionnement, est très faible. En conséquence, on peut envisager l'emploi de ce régime de fonctionnement sur les récepteurs de radio. On peut, sans inconvénient notable, prévoir un montage avec polarisation automatique. La seule différence avec le montage à polarisation fixe c'est que la puissance est très légèrement plus réduite (10 %) pour le même taux de distorsion.

La polarisation doit être choisie de telle sorte que la caractéristique composée soit aussi droite que possible.

Emploi de la contre-réaction.

373. Généralités. — L'emploi de la contre-réaction dans les amplificateurs permet de réduire aussi bien la distorsion d'amplitude, que la

1. Voir tome II, n° 226 et suivantes.

distorsion de fréquence et de transmodulation. Les bruits parasites (ronflements, bruits de lampes) sont réduits dans une proportion qui peut être considérable, et qui dépend du taux de contre-réaction [1].

Ces résultats sont atteints au prix d'une réduction du gain en tension. L'importance des avantages dépend directement du sacrifice consenti sur le gain.

La puissance modulée maximum disponible est également légèrement réduite.

Si l'on trace la courbe de la distorsion en fonction de la puissance d'un amplificateur pouvant normalement fournir 10 watts modulés on obtiendra, par exemple, la courbe I (fig. 265). En appliquant un taux de réaction assez élevé (1/6) on obtient la courbe II. Pour toutes les puissances inférieures à 9 watts, l'amélioration est considérable. On peut admettre que la distorsion est devenue négligeable.

Par contre, au delà de 9 watts, la courbe monte rapidement et, à 10 watts, maximum prévu pour l'amplificateur, l'amélioration est très réduite.

Le procédé ne conservera tout son intérêt qu'à condition d'utiliser l'amplificateur nettement en deçà de son maximum. C'est d'ailleurs le cas pour l'amplificateur en question dont la puissance de régime est inférieure à 4 watts modulés.

Il est facile de s'expliquer ce résultat. La correction de la distorsion est obtenue en introduisant, à l'entrée de l'amplificateur, des tensions chargées de compenser les déformations produites. Ces tensions correctrices se composent géométriquement avec les tensions qu'il s'agit d'amplifier. L'amplitude de ces tensions augmente très vite avec l'importance de la distorsion, c'est-à-dire avec l'importance de la puissance exigée de l'amplificateur.

Ces déformations se produisent principalement dans l'étage final, mais les tensions correctrices sont introduites à l'entrée. La tension instantanée transmise aux grilles des premiers tubes est donc notoirement plus élevée quand il y a contre-réaction.

En conséquence, il peut y avoir naissance d'un courant de grille pour des valeurs plus faibles de puissance. La distorsion atteint alors des chiffres tels que la contre-réaction est impuissante à en opérer la compensation. En prolongeant les courbes vers la droite, on verrait ainsi que la courbe II coupe la courbe I pour une puissance de l'ordre de 11 watts.

Le mécanisme de la contre-réaction a été décrit dans le tome II. Nous nous bornerons à signaler ici les moyens d'application.

1. Voir tome II, n° 233 et suivantes.

On notera que les difficultés de mise au point croissent avec le nombre des étages. La mise au point est généralement immédiate pour un étage.

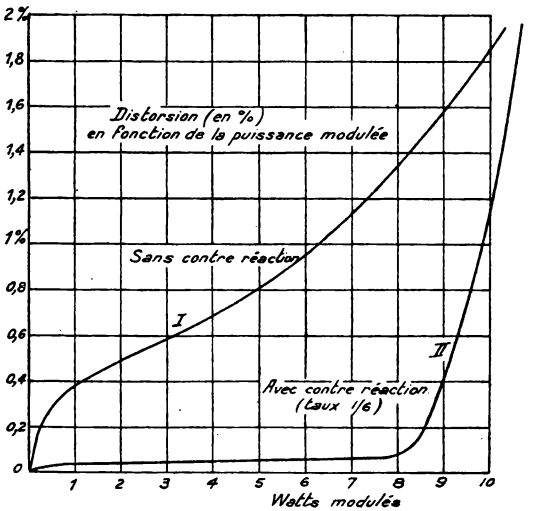


Fig. 265.

Elle demande souvent quelques soins quand il y a deux tubes en cascade. Au delà, des précautions particulières sont indispensables [1]. Nous ne décrirons que les schémas les plus couramment utilisés dans la construction des appareils récepteurs.

Contre-réaction sur l'étage final.

374. Contre-réaction d'intensité. — Un moyen très simple consiste à négliger de shunter la résistance cathodique (résistance de polarisation). Toutefois ce procédé a l'inconvénient de ne permettre qu'un taux de contre-réaction très faible. De plus, la contre-réaction est également appliquée sur l'écran du tube, ce qui est une cause de distorsion.

On peut éviter ces deux difficultés par le schéma (fig. 266). La résistance normale de polarisation est R_{k1}.

La polarisation normale est appliquée au tube, parce que la résistance R_{k1} est bien introduite entre cathode et grille.

1. Voir « *Ce qu'il faut savoir de la contre-réaction* », par L. Chrétien, Editions Chiron

Néanmoins, il existe une résistance beaucoup plus élevée entre cathode et le retour du courant anodique (masse) et c'est par son intermédiaire que s'exerce la contre-réaction.

Aucune tension réactive parasite n'est appliquée à la grille écran grâce à la résistance R_{g2}, découplée par le condensateur C_{g2}. La valeur de cette résistance sera assez faible pour que la chute de tension ne soit pas exagérée. On prendra par exemple 2 000 à 3 000 ohms. Un découplage effectif pour toutes les fréquences usuelles sera obtenu avec $C_{g2} = 8$ à 10 µF.

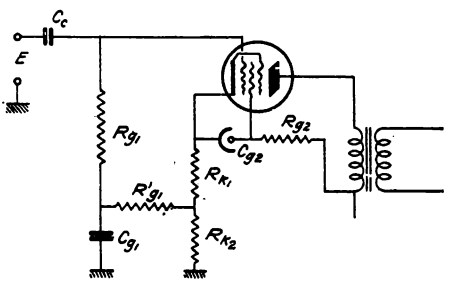


Fig. 266.

La contre-réaction ainsi obtenue est proportionnelle à l'intensité anodique. Elle correspond à une augmentation de la résistance interne apparente du tube final. Son effet sera de maintenir constante la composante téléphonique de l'intensité anodique.

Or, un tel résultat n'est pas souhaitable parce que l'impédance du haut-parleur n'est pas constante. Il y aura exagération de certaines fréquences et, en particulier, des fréquences de résonance et des fréquences aiguës.

C'est pourquoi, pour l'usage courant, la contre-réaction de tension est de beaucoup préférable.

375. Contre-réaction de tension. — Un schéma très simple et qui donne de très bons résultats est indiqué fig. 267. Il ne diffère du schéma

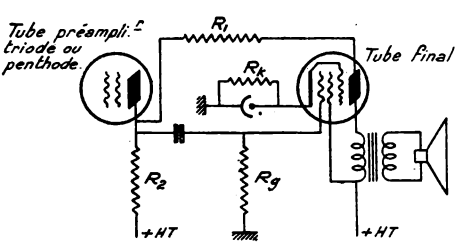


Fig. 267.

ordinaire que par l'adjonction d'une résistance R_1, branchée entre les anodes des deux derniers tubes.

Le taux de contre-réaction est : $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ car on peut généralement négliger l'influence de R_g, beaucoup plus élevée que R_2.

Si la résistance R_2 mesure 200 000 ohms, on obtiendra donc un taux de contre-réaction de 0,05 en prenant $R_1 = 3,6$ mégohms.

On ne peut guère dépasser un taux de 0,1 parce qu'en fait la résistance R_1 est en parallèle sur la charge anodique du tube préamplificateur.

Dans un tel schéma, il faut éviter de shunter l'enroulement du haut-parleur ainsi que la résistance R_2 par des condensateurs. Nous reviendrons sur ce détail en étudiant la mise au point.

376. Variante du schéma précédent. Contre-réaction compensée. — On peut aussi utiliser la variante fig. 268*a*. La tension de contre-réaction est directement appliquée à la grille du tube final. Il est nécessaire d'introduire un condensateur C_r pour éviter d'appliquer une tension positive sur la grille du tube.

Si l'on désire un taux de contre-réaction indépendant de la fréquence, il faut choisir une capacité C_r d'une valeur telle que sa réactance soit négligeable par rapport à R_1, pour toutes les fréquences qu'on veut reproduire. Comme R_1 est de l'ordre de un ou plusieurs mégohms, cette condition est remplie en prenant $C_r = 10\,000$ picofarads.

Mais on peut aussi vouloir augmenter le gain en tension pour les fréquences basses. Il suffit, pour cela, de diminuer le taux de réaction pour ces fréquences seulement. On prendra, par exemple, $C_r = 2\,000$ pF Sa réactance à 100 hertz sera de 800 000 ohms environ et de 1 600 000 à 50 hertz

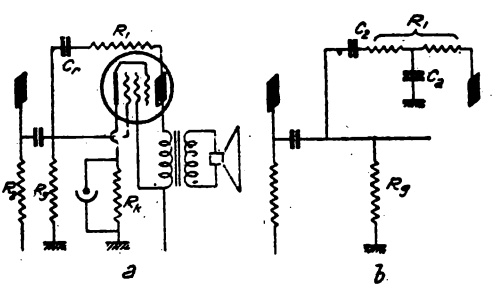


Fig. 268.

Si l'on veut également obtenir une augmentation de gain pour les fréquences élevées on pourra utiliser la variante *b*).

Les composantes aiguës sont réduites, dans la tension réactive, grâce à la présence de C_e. Suivant l'effet qu'on désire obtenir, on pourra choisir C_e compris entre 10 et 100 picofarads.

377. Remarque sur les montages précédents. — Les montages précédents permettent de réduire notablement la distorsion produite dans l'étage final. Mais il ne faut pas perdre de vue que c'est au détriment de sa sensibilité. Cela veut dire que, pour obtenir la même puissance de sortie, il est alors nécessaire de fournir à la grille du tube une tension plus élevée.

Or, la distorsion produite par le tube précédent augmente très vite avec la tension qu'on exige de lui. Si cette tension devient trop élevée, il est possible que la distorsion produite soit inacceptable. Ces déformations, *existant à l'entrée du tube final*, ne peuvent pas être corrigées par la contre-réaction.

Si le montage a été réalisé sans tenir compte de cette remarque, il est possible que la distorsion totale soit plus importante qu'en l'absence de contre-réaction.

Contre-réaction sur deux tubes.

378. Généralités. — La contre-réaction permet de corriger toutes les causes de distorsion existant entre le point où la tension réactive est prélevée et celui où elle est introduite dans l'amplificateur. Avec les circuits (fig. 266 et fig. 267) on ne corrige que la distorsion de l'étage final. Il y a donc intérêt à éloigner autant qu'on le pourra les deux points cités plus haut.

D'un autre côté, le bénéfice sera d'autant plus grand que le gain de l'amplificateur, sans contre-réaction, sera plus important.

On aura donc avantage à déterminer les éléments de l'amplificateur de telle sorte que le gain obtenu soit largement excessif. On ramènera ce gain à la valeur utile en appliquant un taux de réaction convenable.

Dans un amplificateur destiné à un récepteur de radiodiffusion, on obtient une amplification suffisante en intercalant un étage d'amplification à résistance, équipé d'un tube triode, entre le détecteur et la penthode finale.

Mais, si l'on veut utiliser la contre-réaction, on utilisera un étage de préamplification avec penthode. Le gain en tension sera, dans ces conditions, de l'ordre de 200, alors qu'un gain de 10 serait généralement suffi-

sant. On obtient ainsi une marge assez élevée pour permettre l'application d'un taux de contre-réaction important.

Toutefois, il convient de ne pas exagérer la contre-réaction. On pourrait éprouver des difficultés de mise au point et, d'autre part, on obligerait les circuits précédant la détection à fournir des tensions trop élevées. On pourrait alors observer des déformations par distorsion de la modulation.

379. Schéma classique. — Le schéma le plus répandu et le plus intéressant est donné fig. 269. Le tension réactive est prise aux bornes de la bobine mobile.

On notera dans le schéma fig. 269 que la grille écran du tube I est découplée par le condensateur C_2 directement connecté à la cathode du tube. Il est nécessaire qu'il en soit ainsi pour que la contre-réaction ne soit pas appliquée sur la grille-écran du tube, ce qui pourrait présenter des inconvénients.

Cette disposition a le gros avantage d'inclure le transformateur de sortie dans le dispositif à contre-réaction. Les défauts de transmission que peut présenter cet organe seront corrigés ainsi dans une mesure importante. **Les effets des résonances du système mobile seront pratiquement éliminés.**

En effet, une résonance se traduit par une augmentation considérable de l'impédance. La tension entre les extrémités du secondaire augmentera dans des proportions notables et la tension correctrice sera, elle-même,

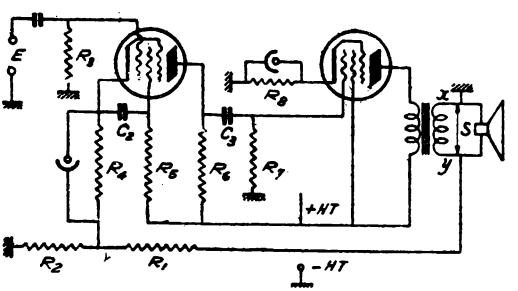


Fig. 269.

augmentée dans les mêmes proportions. Il en résultera une diminution du gain qui corrigera la résonance d'une manière presque complète.

Si le transformateur final accuse un défaut de transmission pour les fréquences basses, il se produira une diminution corrélative de la tension de correction et, par suite, une augmentation du gain.

Ces avantages ne pourront être atteints que si le taux de contre-réaction est suffisant. Ce taux dépend, nous le répétons, du sacrifice que l'on consent sur le gain.

Nous avons, en effet, montré, dans le tome II, que le « gain » en tension d'un amplificateur réactif était : $-\frac{1}{r}$, r étant le taux de réaction. En faisant $r = -\frac{1}{10}$ on aura un gain de 10.

380. Détermination des éléments. — Le gain doit, naturellement, être calculé depuis l'entrée de l'amplificateur jusqu'au point où l'on prélève la contre-réaction, c'est-à-dire, ici, la bobine mobile.

En pratique un gain de 10 sera largement suffisant. Admettons que l'impédance de la bobine mobile soit de 6 ohms. Une puissance modulée de 2 watts conviendra dans les cas les plus fréquents. La tension correspondante, aux bornes de la bobine mobile, est E, telle que l'on ait :

$$\text{W (watts)} = \frac{\text{E}^2 \text{ (volt)}}{\text{R (ohms)}}.$$

D'où, dans l'exemple présent :

$$\text{E} = \sqrt{6 \times 2} \quad \text{ou} \quad 3{,}5 \text{ volts environ.}$$

Si le gain est de 10, nous obtiendrons cette puissance, à condition de disposer de 0,35 volt après détection. Cette condition est réalisée par tous les récepteurs usuels. Toutefois, on pourra choisir un taux moins important si l'on désire conserver une plus grande réserve d'amplification.

Le taux de réaction, c'est-à-dire la fraction de tension retransmise à R_2, est ici :

$$r = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Le choix des résistances R_1 et R_2 sera déterminé par les conditions suivantes :

1°) R_2 doit être négligeable par rapport à R_4, sinon il y aurait une réaction d'intensité sur le premier tube.

2°) La somme $R_1 + R_2$ doit constituer une impédance considérablement plus grande que la bobine mobile, sinon il y aurait une perte de puissance modulée dans ces deux résistances, qui shuntent la bobine mobile.

Ces conditions seront remplies en prenant, par exemple, $R_2 = 20$ à 100 ohms et en choisissant R_1 d'après le taux de contre-réaction qu'on désire obtenir. Dans l'exemple choisi ($-r = 0{,}1$) on aurait, avec $R_2 = 20$,

$$\frac{20}{20 + R_1} = 0{,}1 \quad \text{d'où} \quad R_1 = 180 \text{ ohms.}$$

Les autres éléments de la réalisation seront, par exemple :

R_3 = 1,5 mégohm.
R_4 = 4 000 ohms.
R_5 = 800 000 ohms.
R_6 = 350 000 ohms.
R_7 = 1 mégohm.
R_8 = (variable suivant tube final).
C_1 = 0,1 microfarad.
C_2 = 0,1 microfarad.
C_3 = 0,1 microfarad.

381. Compensation des fréquences hautes et basses. — Avec le montage précédent, le taux de contre-réaction est indépendant de la fréquence. On peut ajouter à l'ensemble des dispositifs permettant d'augmenter le gain aux deux extrémités de la gamme des fréquences acoustiques. On peut ainsi compenser, dans une large mesure. les défauts du haut-parleur ou la réduction des fréquences élevées apportée par la sélectivité des circuits.

On obtiendra ces résultats en insérant, dans le circuit de contre-réaction, des éléments dont l'impédance varie avec la fréquence. En diminuant le taux de contre-réaction, on augmente le gain.

On pourra, tout aussi bien, faire appel à des inductances ou à des capacités. La plupart des schémas publiés ne comportent que des inductances. Ce résultat étonnant s'explique par ce fait que l'un des premiers schémas publiés (couplage dit : « Telegen ») comportait précisément des inductances. Il semble que la plupart des auteurs se soient bornés à recopier le dit schéma.

Or, l'emploi d'une capacité est beaucoup plus commode et beaucoup moins coûteux. Si les inductances semblent donner des résultats meilleurs, il faut tout simplement attribuer le fait à cette raison que des inductances sont toujours des éléments beaucoup moins « purs » que des capacités. On ne peut guère réaliser une inductance de 20 millihenrys qui soit dénuée de résistance, alors que la résistance série d'un condensateur de 4 microfarads peut être pratiquement négligeable. Mais il est facile de remédier — si l'on peut dire — à cette trop bonne qualité des condensateurs, en connectant des résistances en série ou en parallèle.

Toutefois, nous indiquerons ci-dessous les deux procédés.

382. Emploi de condensateurs.

a) Fréquences basses. — Si nous introduisons un condensateur C_g en série dans le circuit de contre-réaction (fig. 270*a*) l'impédance du circuit

deviendra de plus en plus grande à mesure que la fréquence sera plus basse. En d'autres termes, le taux de contre-réaction diminuera.

Nous pourrons facilement déterminer la grandeur de C_g suivant le résultat que nous désirons obtenir. Nous voulons, par exemple, que le gain soit doublé pour la fréquence 50 Hz . Avant d'aller plus loin, notons que ce résultat ne pourra être obtenu que si le gain sans contre-réaction, est au moins double, pour la fréquence considérée, du gain obtenu avec la contre-réaction normale. En effet, tout ce que nous pouvons faire est, au maximum, de supprimer la contre-réaction pour la fréquence considérée. Cette remarque permet de bien saisir le mécanisme d'application.

La compensation sera, dans tous les cas, d'autant plus efficace que le taux de contre-réaction sera plus important.

Pour doubler le gain à la fréquence 100 Hz , il faut, sous les réserves précédentes, que le taux de contre-réaction soit divisé par 2.

La branche R_1 devra alors avoir une résistance de 380 ohms, c'est-à-dire que l'impédance supplémentaire sera de 200 ohms. Il ne s'agit donc plus que de calculer la valeur d'une capacité ayant une impédance de 200 ohms à la fréquence 100 Hz . Une règle élémentaire [1] nous permet de calculer immédiatement que la valeur cherchée est de 8 microfarads. Un condensateur électrolytique pourra parfaitement convenir si son facteur de pertes est faible.

On pourra obtenir un renforcement progressif des fréquences basses en utilisant une résistance variable R_g, shuntant le condensateur C_g. Cette

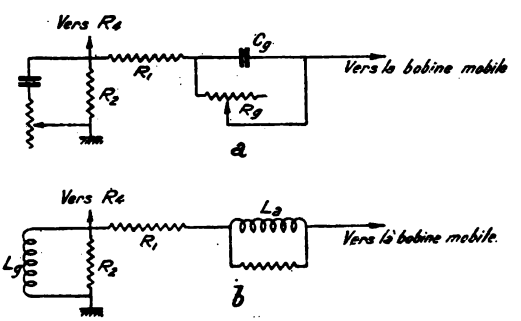


Fig. 270.

résistance aura, par exemple, une valeur maximum de 500 à 1 000 ohms. Elle ne sera pas prévue avec une coupure à fin de course.

1. Voir tome I, appendice V, fin du chapitre XIII.

b) Fréquences élevées. — Pour obtenir un renforcement des fréquences élevées, il faut diminuer le taux de réaction pour cette région du spectre acoustique. Le moyen le plus simple est de shunter R_2 par une capacité appropriée.

Posons-nous le même problème que précédemment. Il s'agit de doubler le gain pour la fréquence 4 000, par exemple. Pour doubler le gain, il faut réduire de moitié le taux de réaction et, pour cela, l'impédance de R_2, associée au condensateur, doit être réduite de moitié. Comme les deux éléments sont en parallèle, il suffira que l'impédance du condensateur à 4 000 hertz soit précisément égale à R_2, c'est-à-dire 20 ohms.[1]

Le problème se réduit donc à ceci : chercher une capacité dont l'impédance à 4 000 hertz soit de 20 ohms. On trouvera, par la règle déjà citée, qu'une capacité de 3 microfarads est nécessaire.

On pourra encore utiliser une action progressive en utilisant une résistance en série avec le condensateur.

La résistance sera prévue avec court-circuit à une extrémité et coupure à fin de course. Elle aura, par exemple, une résistance totale de 50 à 100 ohms.

383. Emploi d'inductances. — Les inductances viendront prendre la même place que les condensateurs, seulement elles agiront exactement en sens inverse. L'inductance L_g, en parallèle sur la résistance R_2, aura pour effet de diminuer la contre-réaction aux basses fréquences et, par conséquent, augmentera le gain. Inversement l'inductance L_a augmentera le gain à l'autre extrémité de la gamme.

On prendra, par exemple, $L_a = 20$ millihenrys, avec une résistance ohmique de 250 ohms. Quant à L_g ses caractéristiques dépendront des résultats qu'on désire obtenir. Les principes de calcul seront exactement les mêmes que pour les condensateurs. La résistance ohmique de L_g devra être très faible. On sera, pour cette raison, conduit à utiliser une inductance avec noyau magnétique.

384. Remarques concernant la mise au point. — Les principales difficultés naissent de l'écart de phase qui existe, dans tout amplificateur, entre la transmission des fréquences les plus basses et les plus élevées. Cet écart croît naturellement avec le nombre d'étages. Aussi, si la contre-réaction est réglée pour être en opposition de phase pour les fréquences moyennes, elle tend à devenir de la réaction positive pour les deux extrémités de la gamme des fréquences acoustiques.

1 Il s'agit ici de calculs approximatifs; on sait, en effet, que les impédances doivent se composer géométriquement.

Il existe, normalement, un certain sens de branchement des points x et y (fig. 269) pour lequel la réaction est négative. Une erreur de branchement provoquera des violentes oscillations de l'amplificateur, ce qui se traduit

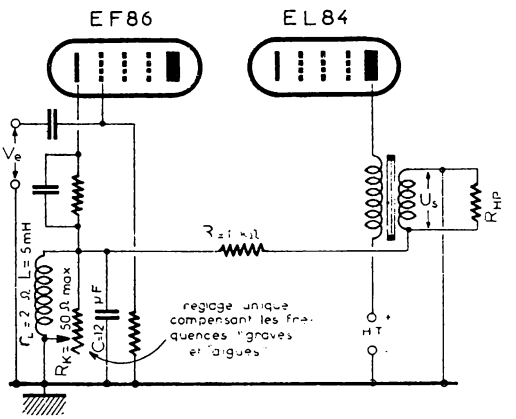


Fig. 270. *bis*.

par un hurlement dans le haut-parleur. Mais, dans l'hypothèse indiquée plus haut, on observera un hurlement grave pour un sens de branchement et un hurlement aigu pour l'autre sens. Il peut même arriver que les oscillations se produisent à une fréquence inaudible. On constate alors un manque de sensibilité, et de la distorsion : un milliampèremètre placé dans les circuits de grille indique une intensité, alors que le courant de grille devrait être inférieur au microampère et, en conséquence, indécelable avec un appareil de mesure ordinaire.

Cette instabilité complète peut être due à plusieurs causes :

a) Taux de réaction trop élevé;

b) Mauvaise disposition des éléments, couplage par le cordon du haut-parleur, etc...;

c) Transformateur d'adaptation du haut-parleur mal étudié.

La difficulté de mise au point est toujours plus grande quand on prévoit la compensation des fréquences extrêmes. Il est certain que les éléments réactifs introduits dans le circuit de contre-réaction produisent un déphasage qui peut s'ajouter à celui qui existe déjà.

On remarquera qu'il est généralement préférable d'éviter les condensateurs en parallèle sur certains éléments de l'amplificateur. C'est ainsi que, dans le montage (fig. 268), les condensateurs qu'on place généralement dans les circuits anodiques des deux tubes sont souvent une action néfaste. On supprimera ces condensateurs ou, tout au moins, on réduira leur valeur :

Chaque fois que l'application de la contre-réaction semblera se traduire par une diminution de la fidélité acoustique, on pourra être assuré que l'anomalie est causée par la présence indésirable de réaction positive.

Le meilleur moyen pour éviter les difficultés est de commencer par mettre l'amplificateur parfaitement au point en supprimant la contre-réaction. On peut alors mettre provisoirement en place les condensateurs des circuits anodiques.

385. Amplificateurs à plus de deux étages. — Les difficultés d'application sont de plus en plus grandes à mesure que s'accroît le nombre d'étages. Les principes d'utilisation demeurent exactement les mêmes.

On obtiendra généralement de bons résultats en fractionnant la contre-réaction, ce qu'on peut symboliser par la figure 271. On peut, de la sorte, réduire considérablement l'écart de phase.

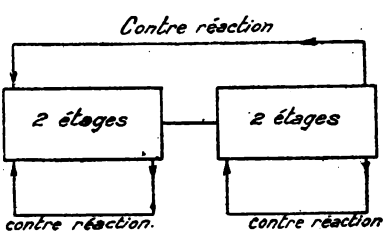


Fig. 271.

Le même principe peut, d'ailleurs, être utilisé dans des amplificateurs plus simples, comme celui de la figure 268. Si l'on éprouve des difficultés pour appliquer un taux de réaction élevé, on pourra ajouter à l'ensemble un circuit de contre-réaction, du tube II, sur lui-même. Il suffira, pour cela, de brancher une résistance convenable entre les anodes des deux tubes.

La contre-réaction peut être appliquée à tous les modèles d'ampli-

ficateurs, équipés, avec des triodes ou des penthodes. La seule condition est l'existence d'une réserve d'amplification.

386. Application aux amplificateurs symétriques. — L'utilisation de contre-réaction est presque indispensable quand on utilise des

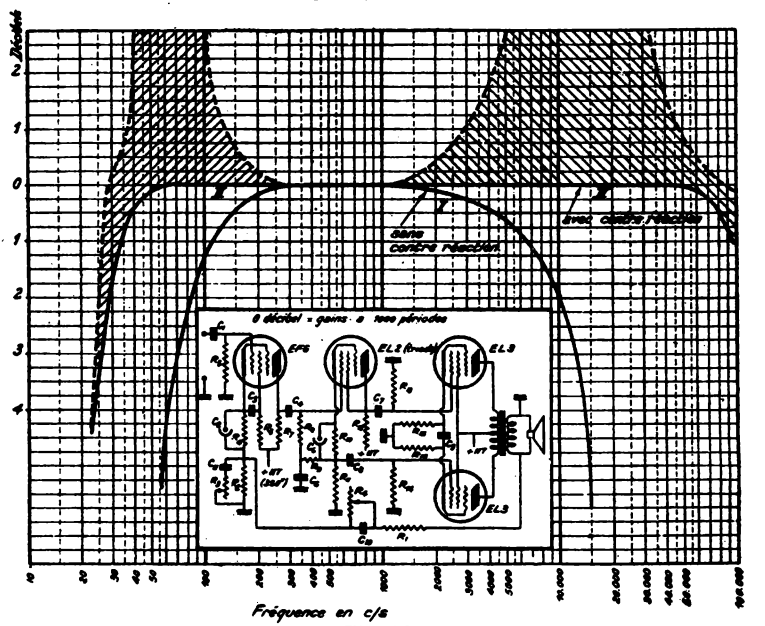


Fig. 272.

$R_1 = 350$ ohms
$R_2 = 150$ »
$R_3 = 150$ » variable
$R_4 = 1\,000$ »
$R_5 = 1$ mégohm
$R_6 = 800\,000$ ohms
$R_7 = 350\,000$ »
$R_8 = R_9 = 1$ mégohm
$R_{10} = 2\,000$ ohms
$R_{11} = R_{12} = 4\,000$
$R_{13} = R_{14} = 1$ mégohm
$R_{15} = R_{16} = 150$ ohms
$R_{17} = 4\,000$ ohms
$C_1 = 100\,000$ pF
$C_2 = 25\ \mu$ F
$C_3 = 100\,000$ pF
$C_4 = C_5 = 100\,000$ pF
$C_6 = 25\ \mu$ F
$C_7 = C_8 = 100\,000$ pF
$C_9 = 25\ \mu$F
$C_{10} = 4\ \mu$F
$C_{11} = 4\ \mu$F

penthodes à forte pente en montage symétrique.

Ces tubes produisent, en effet, un taux de distorsion important dont la composante principale est l'harmonique III.

Or, le montage symétrique ne permet pas la compensation de cet harmonique. On peut en obtenir pratiquement l'annulation en utilisant un taux suffisant de contre-réaction.

Nous donnons un exemple de réalisation figure 272. On notera l'amélioration étonnante de la caractéristique de fréquence. Il est juste d'ajouter que le taux de contre-réaction est extrêmement élevé. Toutefois, le gain est encore suffisant pour donner une audition de grande puissance en attaquant l'amplificateur avec un pick-up normal. Il suffit d'une tension d'entrée de 0,5 volt pour produire une puissance modulée de plus de 2,5 watts. Les dispositifs correcteurs permettent, suivant leur position, de déplacer les extrémités des caractéristiques dans les zones hachurées. La souplesse du système est donc tout à fait remarquable.

387-1. Correcteurs de courbes de réponse ou de tonalité. — Dans de nombreux cas, il est nécessaire de pouvoir modifier la courbe de transmission d'un amplificateur.

Cette modification de la courbe peut être nécessaire, par exemple, pour améliorer le niveau des bruits. C'est ainsi, par exemple, que le *bruit de surface* des reproductions phonographiques correspond à une bande de fréquence généralement située vers 7 ou 8 kilohertz. Si l'on coupe l'amplification dans cette région, on fait disparaître le bruit, en même temps, d'ailleurs, qu'on introduit une distorsion de fréquence.

Dans l'enregistrement sur disque l'amplitude des composantes à fréquence basse est réduite suivant une courbe normalisée. Il est nécessaire qu'il en soit ainsi, sinon les sillons chevaucheraient si l'enregistrement comportait des fréquences basses de grande amplitude.

Pour obtenir une reproduction correcte, il faut alors utiliser un amplificateur dont le gain croît suivant une loi réciproque dans la zone des basses fréquences.

On peut aussi, de la même manière, améliorer la reproduction d'un ensemble dont le haut-parleur reproduit d'une manière insuffisante certaines gammes de fréquences.

Nous avons vu précédemment que l'emploi d'une contre-réaction sélective permet d'obtenir la courbe de reproduction que l'on désire.

On peut aussi procéder d'une autre manière : en agissant sur les éléments de liaison de l'amplificateur. En d'autres termes, les circuits de liaison seront étudiés comme des filtres. Deux remarques importantes s'imposent immédiatement.

1° Un filtre n'amplifie pas spécialement certaines fréquences, mais, au contraire, amène, par principe même, une *atténuation*. Il sera donc nécessaire de prévoir une amplification supplémentaire pour compenser cette atténuation.

2° Il ne faudra jamais introduire un tel filtre dans un amplificateur comportant une boucle de contre-réaction ; le principe même de la contre-réaction amenant nécessairement la suppression de l'effet de filtrage.

C'est donc en avant — ou plus exactement —en amont de la partie réactive de l'amplificateur, c'est-à-dire, à l'extérieur de la boucle de contre-réaction qu'il faut introduire le dispositif correcteur de tonalité (voir fig. 273-1 *a*).

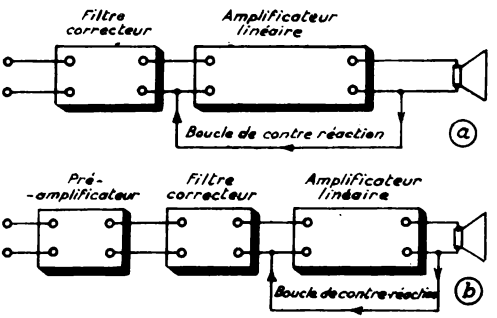


Fig. 273-1.

Pour tenir compte de l'atténuation obligatoirement apportée par le filtre correcteur on adopte souvent la disposition indiquée figure 273-1 *b*. Les tensions sont d'abord transmises à un pré-amplificateur, puis soumises au dispositif correcteur avant d'être introduite dans l'amplificateur réactif (fig. 273-1 *b*).

387-2. Exemple de filtre correcteur. — Nous avons reproduit figure 273-2 un dispositif correcteur, aujourd'hui classique, utilisant deux potentiomètres.

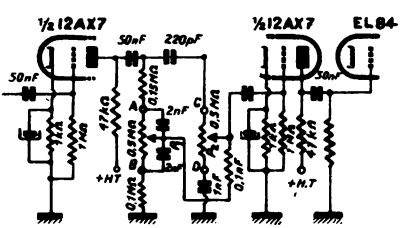


Fig. 273-2.

Le fonctionnement est facile à analyser en suivant la figure 273-3 qui traduit toutes les possibilités du système.

Les courbes relevées sont celles de l'amplificateur tout entier y compris l'étage de puissance EL 84 (sans contre-réaction).

La courbe 1 a été relevée sans correcteur de tonalité. On remarquera qu'elle est parfaitement horizontale depuis 30 hertz (à — 3 dB) jusqu'au delà de 1 mégahertz. Le haut-parleur avait été remplacé par une résistance pure (sans transformateur de sortie).

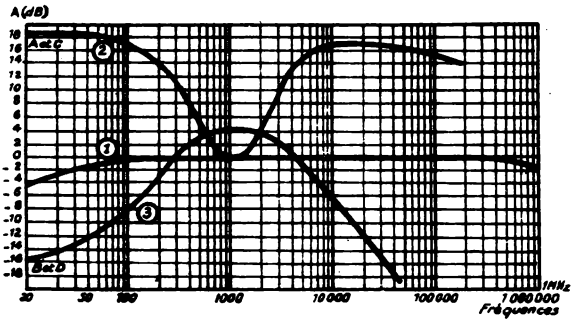


Fig. 273-3.

La courbe 2 a été relevée en plaçant le potentiomètre P_1 au point A et le potentiomètre P_2 au point C. Le niveau de référence choisi (0 décibel) correspondait à 800 hertz. Il faut considérer que cette courbe traduit un affaiblissement d'environ 18 décibels des fréquences basses et moyennes.

Cet affaiblissement s'explique en examinant le schéma équivalent de la figure 273-4. Les fréquences très élevées sont normalement transmises à travers C_1-C_3-C_4.

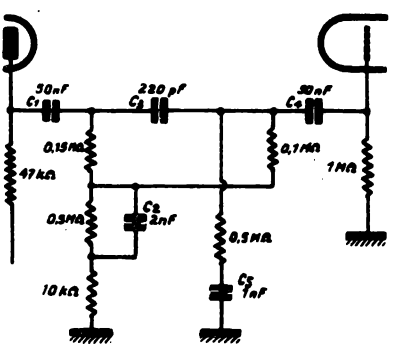


Fig. 273-4.

Quant aux fréquences très basses, C_2 et C_5 leur offrent une impédance très élevée, ce qui explique également leur transmission normale.

La courbe 3 est obtenue avec les potentiomètres placées en C et D.

Le schéma équivalent est donné figure 273-5.

Seules sont transmises normalement les fréquences moyennes.

La référence de niveau choisie pour la courbe est la même que pour la courbe 2 (gain à 800 hertz, dans la position précédente).

COMPARAISON DES DEUX PROCÉDÉS DE CORRECTION.

Est-il préférable d'utiliser un préamplificateur avec circuit correcteur placé à la suite ou d'employer une contre-réaction sélective ?

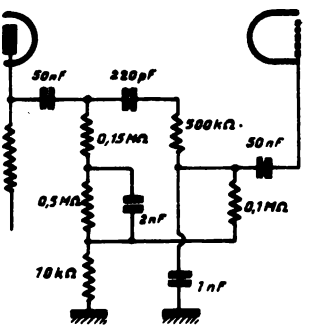


Fig. 273-5.

Les amplificateurs à haute fidélité sont aujourd'hui presque toujours établi avec un taux de contre-réaction non sélectif et un amplificateur-correcteur. L'argument en faveur de ce système est le suivant :

Employer un taux de contre-réaction sélectif, c'est diminuer la contre-réaction dans certaines régions du spectre acoustique. C'est donc, dans ces régions, perdre le bénéfice de la contre-réaction.

Notons que cet argument est sans valeur, car, diminuer le taux de contre-réaction, *n'est pas le supprimer*. On peut toujours établir l'amplificateur pour que la contre-réaction conserve ses propriétés dans toutes les régions du spectre où s'exerce la correction.

Il s'agit, en réalité, d'une question de mode... Le procédé de la contre-réaction sélective est toujours beaucoup plus simple à mettre en œuvre. Nous avons eu la curiosité de faire des mesures précises pour les deux procédés, appliqués à un même amplificateur. Nous avons observé que les résultats étaient à peu près équivalents, avec un léger avantage de simplicité en faveur de la contre-réaction sélective.

388. Circuits éliminateurs. — Il peut être nécessaire parfois d'éliminer une mince bande de fréquences.

L'interférence entre deux stations voisines produit un sifflement à 9 000 ou 10 000 hertz. Un amplificateur et un haut-parleur fidèles tra-

duisent cette interférence comme un sifflement continu. A vrai dire, la sensibilité de l'oreille n'est pas très grande pour des fréquences aussi élevées. Toutefois, l'audition continue peut devenir assez gênante.

Autre exemple : *le bruit d'aiguille* des phonographes correspond à une bande de fréquences relativement mince (de l'ordre de 5 à 7 000 hertz).

On peut, dans ces deux exemples, utiliser des simples montages (Tone-Control) supprimant les fréquences les plus élevées. C'est un moyen brutal, parce qu'on élimine en même temps des fréquences utiles. Si le condensateur utilisé a une valeur suffisante pour supprimer pratiquement

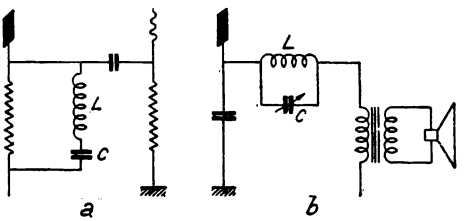


Fig. 273-6.

la composante 5 000, son action commencera à être déjà notable pour des fréquences à peine supérieures à 1 000 hertz.

Pour éliminer une mince bande de fréquences, il est bien préférable de faire appel aux propriétés des circuits accordés.

Deux moyens seront à notre disposition :

a) A l'aide d'un circuit série on ouvrira un chemin d'impédance très faible à la fréquence gênante, en dehors du chemin normal des composantes téléphoniques (fig. 273-6 *a*)

b) On peut aussi utiliser un circuit résonnant, placé dans le chemin normal des composantes téléphoniques (fig. 273-6 *b*).

Les éléments L et C seront calculés à l'aide de la formule Thomson.

Enfin, on peut combiner les deux moyens.

389-1. Eliminateur de fréquence par contre-réaction. — En appliquant à un seul étage amplificateur de tension le principe de la boucle de contre-réaction, on peut éliminer une fréquence gênante. Il suffit que les éléments du couplage contre-réactif (L, C, R de la fig. 274-1) soient accordés sur cette fréquence pour que la réduction de gain, pour cette fréquence seule, soit importante : 20 dB par exemple.

Le schéma de la figure 274-1 constitue donc le principe d'un éliminateur de fréquence gênante ; il a été décrit par Baggaly. Depuis ce principe

a été repris dans de nombreux circuits, comme nous allons le voir au paragraphe suivant.

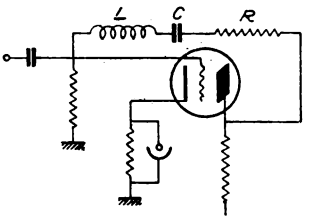


Fig. 274-1,

389-2. Etage correcteur Baxandall hors de l'amplificateur de puissance. — Nous avons vu, aux paragraphes 381 et suivants, le principe de la correction de tonalité par éléments R-C dans la chaîne globale de contre-réaction d'un amplificateur de puissance (contre-réaction sélective).

Si l'on adopte la solution de la figure 273-1 d'une correction *à l'extérieur* de l'amplificateur de puissance, qui sera, lui, linéaire, les étages préamplificateurs qui le précèdent peuvent réaliser cette correction, soit par le système de filtre correcteur étudié au paragraphe 387-2, soit par un système de contre-réaction sélective appliqué à un seul étage amplificateur de tension, situé avant l'amplificateur.

C'est ce qu'a fait Baxandall, dès 1955, en développant le principe du montage Baggaly de la figure 274-1.

Le schéma de la figure 274-2 (Baxandall) comporte :

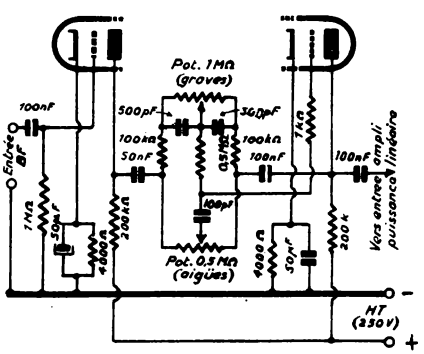


Fig. 274-2.

— un tube double triode ; le premier élément triode préamplificateur de tension, chargé à 200 000 ohms, constitue une source à résistance

interne assez élevée devant le correcteur Baxandall, car celui-ci comporte des circuits à haute impédance,

— le deuxième élément amplificateur de tension, comporte à la sortie plaque, le retour du signal pour contre-réaction vers l'entrée de ce deuxième élément,

— la chaîne R-C comprise entre plaque première triode et grille deuxième triode permet par le jeu des potentiomètres « graves » et « aigues » de doser le signal contre-réactif venu de la plaque et d'obtenir une courbe de réponse variable selon les fréquences.

Les valeurs respectives sont calculées pour obtenir, sur la position médiane de chaque potentiomètre (tous deux à variation linéaire), une courbe de réponse pratiquement constante le long de la gamme de fréquences.

Voici un exemple des résultats obtenus avec un tube double triode ECC 40, sur un préamplificateur britannique « Pamphonic » :

Fréquences :	40 Hz	1 000 Hz	10 000 Hz
Potentiomètres en position (sur la fig. 274-2) :			
	P_1 (graves)		P_2 (aiguës)
Extrême gauche :	+ 15 dB	0	+ 12 dB
Médiane :	0	0	0
Extrême droite :	— 12 dB	0	— 15 dB

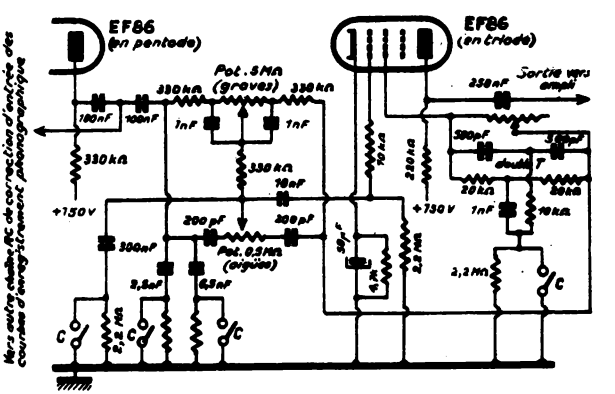


Fig. 274-3.

Le principe de la contre-réaction plaque-grille sur un seul étage amplificateur de tension peut aussi être réalisé avec une chaîne complexe

comprenant des filtres R-C en double T, passe-bas, à front raide, pour l'élimination des fréquences sur lesquelles ces filtres sont accordés.

La figure 274-3 donne, d'après la revue du *Son*, le schéma d'un tel circuit, dérivé du montage Baxandall, adopté par H. J. Leak dans son préamplificateur Varislope.

Le réglage permet de faire varier la réponse dans les marges suivantes : de + 16 dB à — 16 dB à 30 hertz par le potentiomètre de 5 mégohms ; de + 18 dB à — 18 dB à 20 000 hertz par le potentiomètre de 0,5 mégohm.

Les commutateurs C, shuntés par des résistances élevées évitant la coupure totale, mettent en circuit les filtres en double T, permettent l'élimination des fréquences parasites (bruit d'aiguille par exemple) sur 9 000 ou 6 000 hertz selon la combinaison commutée.

C'est la triode EF 86 qui est donc ici montée avec contre-réaction sélective.

CHAPITRE XVI *bis*

Étages amplificateurs de puissance à transistors

390-1. Généralités sur les étages de sortie BF à transistors. — Les transistors usuels construits à l'heure actuelle ne peuvent dissiper qu'une très faible puissance. Pour un modèle classique, cette puissance est — par exemple — de 20 milliwatts sur le collecteur. Cette limitation est apportée par le fait que le germanium *p* n'existe pratiquement plus au delà d'une température de 75 degrés centigrades. D'autre part, les éléments constitutifs du transistor sont de mauvais conducteurs de la chaleur. L'évacuation des calories produites est donc très difficile à assurer. On améliore quelque peu la situation en munissant le transistor d'un « radiateur » constitué par une masse de métal bon conducteur de la chaleur : du cuivre rouge, par exemple.

De même qu'on construit des tubes électroniques dits *de puissance*, on construit des transistors *de puissance*. Ceux-ci sont constitués par des jonctions plus volumineuses. De plus, des précautions particulières sont prises pour assurer la dissipation des calories. Toutefois, le prix de ces transistors spéciaux s'accroît très vite avec la puissance qu'ils peuvent supporter. Ils atteignent des chiffres qui en rendent pratiquement l'emploi impossible pour de nombreuses applications usuelles. Il est d'ailleurs vraisemblable que cette situation n'est que provisoire. La baisse des prix, déjà considérable au cours des années dernières, ne peut logiquement que s'accentuer dans un proche avenir.

Toutefois, il n'en demeure pas moins impératif, aujourd'hui, d'étudier des montages permettant d'obtenir des transistors un rendement électrique aussi élevé que possible.

390-2. Stabilisation en courant continu. — Le point de repos, en l'absence de signal, est déterminé par les diverses intensités et tensions et, tout particulièrement, par l'intensité et la tension du collecteur. Il est évidemment indispensable que ce point de fonctionnement au repos **soit** stable.

L'intensité du courant de collecteur doit être déterminée en fonction de l'importance du signal. Il ne doit jamais être nul. Nous avons expliqué plus haut que la jonction « collecteur » est inversement polarisée. Il en résulte que ce courant est déterminé par la tension appliquée et par la *température de la jonction.*

L'influence de la température est considérable. C'est ainsi que, pour de mêmes conditions, l'intensité peut être multipliée par 6 ou même 8. Le phénomène d'*avalanche* ou d'*emballement* n'a pas d'autre origine.

Si des précautions particulières ne sont pas prises, ce phénomène peut être provoqué par une augmentation de température ambiante ou par une surcharge passagère du transistor.

L'augmentation de dissipation au collecteur provoque une nouvelle augmentation de courant, jusqu'à la mise hors service du transistor.

On s'assure contre cet accident au moyen d'une résistance appropriée qui introduit un effet de contre-réaction. On observe naturellement une diminution du gain. Les figures 275-1 *a*) et *b*) donnent le schéma des montages usuels.

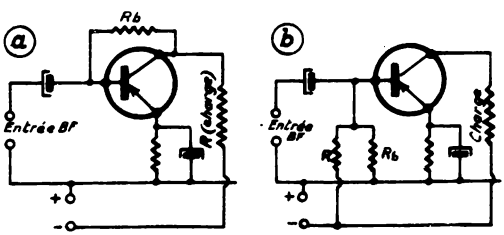


Fig. 275-1.

390-3. Régimes de fonctionnement A et B. — Comme pour les tubes électroniques, le régime de fonctionnement est déterminé par la position du point de repos sur la droite de charge, dans le réseau des caractéristiques.

Dans la classe A (fig. 275-1) la polarisation (c'est-à-dire l'intensité du courant de base) est choisie de telle sorte que l'écretage se produise en même temps du côté positif et du côté négatif. L'intensité moyenne demeure constante. Le rendement théorique est de 50 %, ce qui veut dire que la puissance dissipée par le transistor est égale à la puissance utile. En pratique, les nécessités de la stabilisation du point de fonctionnement font que le rendement pratique ne dépasse guère 25 %.

Pour le fonctionnement en classe B, la polarisation est telle que le courant de repos soit très faible. Le point de repos sera, par exemple, le point B (fig. 275-2).

Le rendement théorique est voisin de 75 %.

En réalité, le fonctionnement ne correspond jamais à l'annulation du courant de collecteur. On pourrait donc prétendre qu'il s'agit en fait, d'un régime de fonctionnement A-B.

390-4. Fonctionnement en régime A. — La puissance modulée maximum est :

$$P_{max} = \frac{E_c I_c}{2} \tag{1}$$

D'autre part, la résistance de charge est :

$$R_c = \frac{E_c}{I_c} \tag{2}$$

La combinaison des relations (1) et (2) permet d'exprimer la valeur de la résistance de charge optimum R_c en fonction de la tension E et de la puissance de sortie de collecteur :

$$\boxed{R_c = \frac{E_c^2}{2 P_{max}}} \tag{3}$$

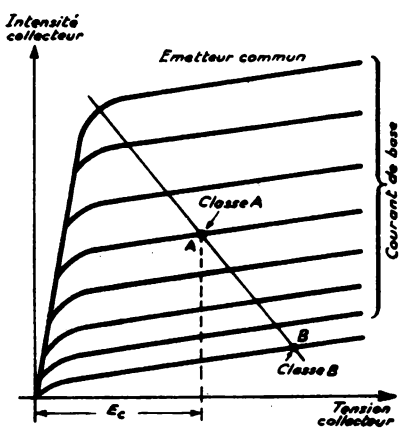


Fig. 275-2.

Par exemple, cherchons quelle charge est nécessaire pour une puissance utile de 50 milliwatts en classe A avec une tension d'alimentation de 12 volts.

Admettons que la tension réellement appliquée au collecteur soit de 9,5 volts, pour tenir compte de la chute de tension dans les résistances de stabilisation.

On aura :

$$R_c = \frac{(9{,}5)^2}{2 \times 0{,}05}$$

soit environ 900 ohms.

On voit, par cet exemple, que les impédances de charge sont beaucoup plus faibles qu'avec des tubes électroniques.

On peut se proposer de calculer le gain en puissance.

La puissance utile est : $R_c\, I_c^2$.

La puissance d'excitation est :

$$R_i\, I_b^2$$

Si R_i est la résistance d'entrée du transistor considéré.

On a donc :

$$G_p = \frac{R_c}{R_i} \frac{I_c^2}{I_b^2}$$

Mais $\frac{I_c^2}{I_b}$ est le gain en intensité dans la configuration émetteur à la masse, qui est désigné par β.

$$\boxed{G_p = \frac{R_c}{R_i}\, \beta^2} \qquad (4)$$

Quand il s'agit de petites puissances, la résistance de charge demeure faible par rapport à la résistance de sortie du transistor. On peut donc admettre que β s'identifie au gain en courant en court-circuit.

Cette simplification ne serait pas admissible pour des puissances importantes.

On peut encore exprimer le gain en puissance en fonction de la puissance utile, en substituant à R_c sa valeur calculée précédemment.

$$\boxed{G_p = \frac{\beta^2 E^2}{2 R_i P_{max}}} \qquad (5)$$

390-5. Etages d'attaque ou « Drivers ». — Dès qu'une puissance notable est exigée de l'étage de puissance, il est nécessaire de disposer d'une puissance d'attaque supérieure à celle que peut fournir normalement un transistor usuel. Il faudra donc prévoir un *étage d'attaque* (ou, en anglais *driver*) qui sera un étage de semi-puissance. Les étages sont généralement polarisés en classe A et utilisent la configuration « émetteur à la masse ».

On peut prendre un exemple précis : le gain moyen d'un étage de sortie symétrique est compris entre 20 et 25 décibels. En conséquence, pour obtenir une puissance de sortie de 500 milliwatts, il faudra disposer d'une puissance d'attaque de l'ordre de 4 à 5 milliwatts.

On pourra calculer l'impédance de charge d'après l'équation (4) précédente. Toutefois les simplifications admises par la suite ne sont ici plus valables pour le calcul des gains en intensités et en puissance, parce que la résistance de charge ne peut pas être considérée comme étant négligeable par rapport à la résistance de sortie du transistor.

390-6. Etage de puissance symétrique en classe B. — Dans le fonctionnement en classe B le courant de collecteur est réglé à une valeur très faible, presque nulle. Le transistor ne peut ainsi amplifier qu'une seule alternance de la tension alternative appliquée à la base. Il est donc nécessaire de prévoir deux transistors montés symétriquement si l'on veut éviter la production d'une intolérable distorsion.

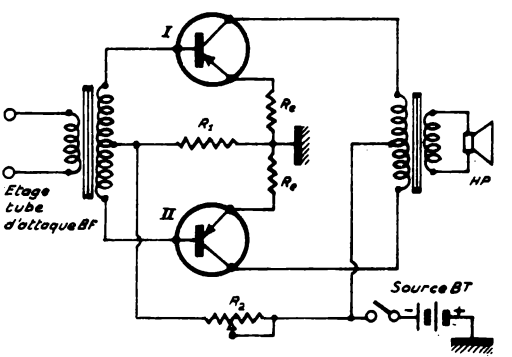


Fig. 275-3.

Nous avons reproduit un exemple de montage sur la figure 273-3. Les deux transistors doivent présenter des caractéristiques aussi semblables que possible. La tension d'attaque est transmise aux bases par

l'intermédiaire d'un transformateur déphaseur, alimenté par l'étage d'attaque.

La résistance R_1 est destinée à éviter l'emballement. Le point de repos est réglé au moyen de R_2.

Comme dans un montage en classe B utilisant des tubes électroniques, le courant moyen consommé est presque nul au repos et croît à mesure qu'on exige une puissance plus grande de l'étage.

Il est important de noter que chaque transistor travaille alternativement, mais que, pendant sa période de repos, *il supporte une tension qui peut atteindre le double de la tension d'alimentation.*

390-7. Détermination des éléments de fonctionnement. — En valeurs sinusoïdales, on a évidemment :

$$P_{max} = E_{eff}\ I_{eff}$$

$$= \frac{E_{max}\ I_{max}}{2}$$

Si l'on admet que le courant de repos est pratiquement nul, la variation de tension au collecteur atteint, au maximum, la tension d'alimentation :

$$\boxed{P_{max} = \frac{EI_{eff}}{2}} \qquad (6)$$

La puissance fournie par un transistor est la moitié de la valeur précédente :

$$\boxed{P_{max} = \frac{EI_{eff}}{4}}$$

La charge imposée à un seul transistor est :

$$\boxed{R_i = \frac{E}{I_{c\ max}}} \qquad (7)$$

$I_{c\ max}$ étant l'intensité de crête dans le circuit du collecteur.

Si l'on considère l'impédance de charge de collecteur à collecteur, elle est évidemment quatre fois plus grande.

$$R_{cc} = 4\,R_i = \frac{4\,E}{I_{c\,max}} \tag{8}$$

Si la puissance de sortie nous est donnée, nous pouvons déterminer la résistance de collecteur à collecteur :

$$I_{c\,max} = \frac{4\,E}{R_{cc}}$$

Valeur qui nous permet de calculer R_{cc} en tenant compte des relations précédentes :

$$R_{cc} = \frac{2\,E^2}{P_{max}} \tag{9}$$

Dans la détermination de la puissance fournie par le transistor, il convient évidemment de tenir compte du rendement du transformateur de sortie. En pratique, celui-ci est compris généralement entre 70 et 80 %.

390-8. Gain en puissance de l'étage symétrique. — Par définition on a évidemment :

$$G = \frac{P_{max}}{P_e} = \frac{R_{cc}\,I_c^2}{R_{BB}\,I_b^2} \tag{10}$$

P_{max} : puissance produite,

P_e : puissance d'attaque,

R_{cc} : résistance de charge de collecteur à collecteur,

R_{BB} : résistance d'entrée, de base à base,

I_c : intensité de collecteur,

I_b : intensité de base.

Si B est le gain en intensité dans les conditions de fonctionnement dans la configuration émetteur à la masse on a encore :

$$G = \beta^2\,\frac{R_{cc}}{R_{BB}} \tag{11}$$

Ce gain peut encore, d'après les relations déjà établies, s'exprimer en fonction de la puissance produite.

On a en effet :

$$R_{cc} = \frac{2\,E^2}{P_{max}}$$

par conséquence :

$$\boxed{G = \frac{2\,\beta^2\,E^2}{R_{BB}\,P_{max}}} \qquad (12)$$

Ce gain est généralement compris entre 20 et 30 décibels.

390-9. Limites de puissances. — Le schéma de la figure 275-3 peut convenir pour des amplificateurs d'une puissance quelconque. Il faut seulement prévoir les transistors convenables. Or, il existe actuellement des transistors pouvant fournir des puissances supérieures à 20 watts.

Nous pensons qu'il est cependant intéressant de donner quelques indications pratiques.

L'étage final en classe B de la figure 275-3 équipé de 2 transistors C.F.T.H.-2 N 18 6 A, 2 N 187 A, 2 N 188 A sous 12 volts peut fournir une puissance utile dans le haut-parleur (compte tenu du rendement du transformateur) de 750 milliwatts sous 12 volts.

Dans les mêmes conditions, équipé de deux transistors OC 72 de la Radiotechnique on obtiendrait environ 280 milliwatts.

Avec des transistors de puissance OC 16 on obtiendrait une puissance supérieure à 5 watts.

CHAPITRE XVII

Dispositifs complémentaires des récepteurs. Régulateurs antifading Contrôle visuel d'accord. Réglage silencieux. Correcteur d'accord automatique. Réglage automatique.

Régulateurs antifading.

391-1. Généralités.— Lorsqu'on règle un récepteur sur une station locale, puis sur une station lointaine, l'écart entre les tensions fournies par le collecteur d'onde est de l'ordre de 100 000 à 1. Quand le même appareil est, de nuit, réglé sur une station lointaine dans la gamme des ondes moyennes, l'effet d'évanouissement produit des variations du même ordre de grandeur.

Les premiers récepteurs étaient prévus avec un réglage manuel de sensibilité. Mais, depuis plusieurs années, tous les récepteurs sont pratiquement équipés avec un dispositif permettant de faire varier automatiquement *la sensibilité.* A ce sujet, signalons que l'expression : *Volume Contrôle Automatique,* ou son abréviation V. C. A., sont complètement incorrectes. Le dispositif n'agit pas sur le « volume » sonore mais sur la sensibilité du montage, ce qui n'est pas du tout la même chose. Les termes *régulateur automatique de sensibilité* ou, encore, *régulateur antifading* sont de beaucoup préférables.

Le premier régulateur décrit en France est dû à M. de Bellecisze. Il utilisait un relais, placé dans le circuit de détection, commandant la polarisation des tubes amplificateurs. Peu après (10/9/1928) l'auteur de ces lignes déposait un brevet permettant d'utiliser directement les variations d'intensité anodique du tube détecteur.

Un des paragraphes du résumé du brevet était textuellement le suivant :

Dispositif de Contrôle automatique de la sensibilité d'un radio-récepteur amplificateur à tubes électroniques, caractérisé par les dispositions suivantes, prises ensemble ou séparément :

1° *Utilisation d'une résistance dans le circuit de plaque du tube détecteur pour produire une variation de tension en phase avec les variations d'intensité de l'émission reçue.*

Il n'est sans doute pas besoin de souligner que cette description correspond rigoureusement à tous les régulateurs antifading utilisés aujourd'hui, qu'il s'agisse, aussi bien, des régulateurs simples, amplifiés ou différés.

391-2Principe général. — Tous les systèmes régulateurs utilisent le même principe, schématisé figure 275.

Un détecteur est un redresseur. Dans le courant de détection, il existe une composante téléphonique et une composante purement continue. Ainsi, lorsqu'on transmet une tension à haute fréquence au tube diode D (fig. 275) un courant continu traverse la résistance R_1 et la tension développée est du sens indiqué par les signes + et —.

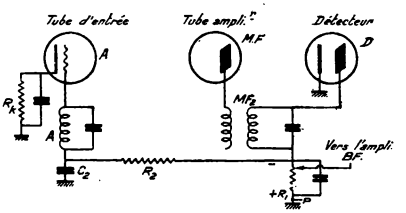


Fig. 275.

Nous pouvons facilement éliminer les composantes variables. Il suffit d'un filtre très simple constitué, par exemple, par une résistance $R_2 = 500\,000$ à $1\,000\,000$ d'ohms et un condensateur C_2 de 20 000 à 100 000 pF La tension négative ainsi obtenue sera utilisée pour polariser la grille de commande d'un tube à pente variable.

On obtient, de la sorte, un véritable asservissement de la sensibilité. Si la tension du signal augmente, la tension de polarisation augmente et la diminution de sensibilité ainsi produite tend à maintenir constant le niveau des tensions transmises au détecteur.

392. Régulation simple. — Le système de la figure 275 constitue un montage régulateur simple. L'efficacité de la régulation ainsi obtenue dépend d'un certain nombre de facteurs. Le plus important est la forme de la caractéristique du tube A. Le gain de l'étage A est proportionnel à la pente du tube. La régulation dépendra donc de la variation de pente apportée par une polarisation donnée.

Mais la régulation ne doit pas s'accompagner de distorsion ou de phénomènes gênants, comme la transmodulation, par exemple. Il en sera ainsi si la courbure de la caractéristique est trop prononcée, c'est-à-dire si la variation de pente est très rapide.

On obtient une commande de sensibilité plus efficace en appliquant une tension d'écran relativement faible sur le tube commandé. Mais on peut alors éprouver les inconvénients que nous venons de citer.

Le danger est d'autant plus grand que les amplitudes d'entrée sont plus élevées. Si l'efficacité de la régulation devait être seule considérée, on aurait évidemment avantage à utiliser une penthode à pente fixe. Il suffirait d'une tension de quelques volts pour apporter une variation énorme de sensibilité.

Un autre moyen d'augmenter l'efficacité, c'est de transmettre la tension de régulation à plusieurs étages. C'est généralement le cas des récepteurs usuels. La tension d'antifading est simultanément transmise aux circuits de grille du tube changeur de fréquence et à celui du tube de moyenne fréquence. On conçoit que la diminution de sensibilité ainsi obtenue soit notoirement plus importante.

Toutefois, là encore, il faut soulever une objection. En appliquant la régulation à deux tubes on obtient une régulation meilleure pour une tension de polarisation moins grande.

Mais si la polarisation appliquée sur le premier tube est moins grande, il y aura nécessairement augmentation de transmodulation.

Le problème peut donc ne pas être aussi simple qu'il paraît. Nous reviendrons plus loin sur cette question.

393. Circuits de découplage. — La séparation des composantes téléphoniques et de régulation est obtenue par le filtre sommaire constitué par la résistance R_2 et le condensateur C_2.

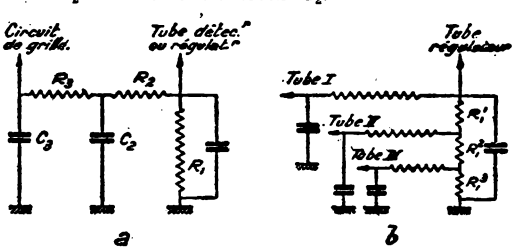


Fig. 276.

Lorsqu'on voudra obtenir un découplage encore plus efficace, on pourra avoir recours à plusieurs filtrages sucessifs (fig. 276 *a*).

Les choix des valeurs de découplage doit être inspiré par les considérations suivantes :

a) Le condensateur C_2 (fig. 275) est souvent intercalé en série dans le

dernier circuit oscillant. Pour que la capacité effective totale ne soit pas sensiblement modifiée, il faut que C_2 soit grand par rapport au condensateur d'accord. Cette condition est remplie pour $C_2 = 100\,000$ pF.

b) L'impédance de R_2 doit être très grande par rapport à celle de C_2 pour les courants téléphoniques. Cette condition est remplie pour $R_2 > 500\,000$ ohms.

Toutefois, on ne peut augmenter la valeur de R_2 au delà de certaines limites. En effet, le constructeur de lampe fixe la valeur de la résistance maximum admissible dans le circuit de grille du tube. Cette valeur est généralement de l'ordre de 2 mégohms. On notera qu'il y a déjà la résistance R_1 en circuit et qu'en conséquence on devra avoir :

$$R_1 + R_2 + R_3 < 2 \text{ mégohms.}$$

c) On peut considérer que R_2 est en parallèle avec R_1 pour les courants téléphoniques. Il en résulte que la présence du circuit de régulation réduit la résistance de charge du diode détecteur et, en conséquence, augmente l'amortissement du circuit MF.

394. Constante de temps. — La constante de temps de l'ensemble constitué par R_2 C_2 n'est pas négligeable. Cela veut dire qu'une variation de tension produite aux bornes de R_1 n'est intégralement transmise à la grille du tube A qu'au bout d'un certain temps.

La constante de temps est C_2 R_2. C'est ainsi qu'elle serait de 1 seconde pour $C_2 = 1$ microfarad et,

$R_2 = 1$ mégohm.

Une constante de temps très importante peut amener certains inconvénients, en particulier lors de la réception des ondes courtes. Il arrive, en effet, que les variations d'intensité dues au « fading effect » ont une fréquence moyenne inférieure à la constante de temps. Il est alors possible que la correction de sensibilité s'opère à contre-temps. Dans ce cas, on prendra, par exemple $C_2 = 10\,000$ pF et $R_1 = 500\,000$. La constante de temps sera alors de 1/50 de seconde. Certains montages régulateurs permettront de prendre $R_1 = 100\,000$ ohms ou même moins encore.

395. Application de la régulation sur plusieurs tubes. — Nous avons indiqué, plus haut, qu'on pouvait appliquer simultanément la tension de régulation sur plusieurs tubes, dans le but d'obtenir une correction meilleure ; mais il est nécessaire, dans ce cas, d'examiner les caractéristiques des tubes utilisés. Un exemple fera mieux comprendre ce qu'il faut entendre par là.

Soit un récepteur comportant un tube changeur de fréquence et un tube de moyenne fréquence.

La variation de pente du tube de moyenne fréquence en fonction de la tension de régulation est très grande. Il n'en est pas de même pour le tube d'entrée. Il en résultera que la variation de sensibilité sera obtenue avec une tension de régulation très faible. Il se peut fort bien que, dans ces conditions, la polarisation appliquée par la régulation sur le tube d'entrée *soit inférieure aux tensions reçues.* En conséquence, il y aura une distorsion importante. Sans aller jusque-là, il est possible que l'insuffisance de tension se traduise par des troubles gênants : transmodulation, surmodulation, etc...

D'autres éléments doivent également intervenir dans la discussion. Admettons que le récepteur précédent possède un étage de haute fréquence avant le tube oscillateur-modulateur. Comment allons-nous répartir la régulation?

On peut songer à agir principalement sur le tube d'entrée. Dans ces conditions, la diminution de sensibilité n'affecte pas beaucoup les deux tubes suivants. Or, l'expérience montre que ces deux tubes sont surtout responsables *du bruit de fond de l'appareil.* Le tube de préamplification donne généralement un « gain » sans bruits parasites. Il résultera de notre combinaison un fonctionnement accompagné d'un bruit de souffle important.

Si l'on agit davantage sur les deux autres tubes, on observera une diminution notable de ce bruit de fond; par contre, on risquera de provoquer les phénomènes de transmodulation signalés plus haut.

On voit, par ces exemples, que la solution n'est pas rigoureusement définie. Il faudra tenir compte de plusieurs facteurs plus ou moins importants, suivant la destination du récepteur.

396. Répartition de la régulation. — Lorsqu'on doit faire agir la régulation sur plusieurs tubes, le plus simple est évidemment de les choisir pour qu'ils aient des caractéristiques de régulation semblables. Il est souvent possible d'obtenir ce résultat en agissant sur les tensions des grille-écrans. On se souviendra qu'on améliore la régulation en diminuant la tension de grille-écran. Par contre, en même temps, on augmente les coefficients de courbure[1] et on diminue la pente maximum, c'est-à-dire le gain maximum.

Pour ces dernières raisons, il est souvent très préférable de diviser la

1. Voir tome II n° 244 et suivants.

tension de régulation pour n'en appliquer qu'une fraction convenable aux tubes à grande variation de pente (fig. 276 *b*).

397. Cas d'un tube détecteur combiné. — On peut naturellement réaliser tous ces schémas en utilisant, non pas un simple détecteur diode, mais un tube détecteur combiné, un tube duo-diode-triode, par exemple. Toutefois, une remarque importante doit être faite. La polarisation du tube détecteur amplificateur est obtenue en insérant une résistance convenable dans le circuit de cathode. Mais la polarisation ainsi produite ne doit pas être appliquée au diode détecteur. Le pcint P (fig. 275) n'est pas connecté à la masse, mais directement à la cathode, c'est-à-dire qu'il est porté à une tension *positive* de quelques volts par rapport à la masse. En l'absence de signal cette tension est transmise aux tubes commandés, comme A, par l'intermédiaire de R_3. Il convient donc, dans ce cas, d'augmenter la résistance R_k d'une manière suffisante pour compenser la tension positive *appliquée* par ailleurs.

398. Efficacité de la régulation simple. — Malgré sa grande simplicité, la régulation simple donne déjà des résultats intéressants. Pour

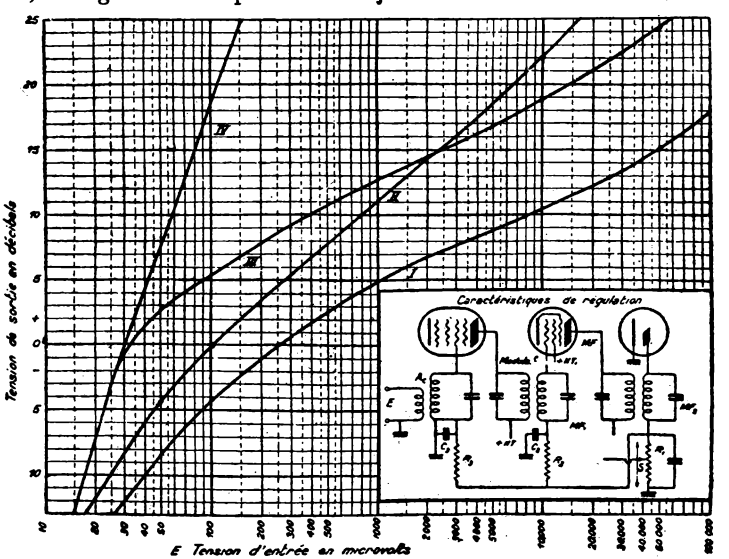


Fig. 277.

se rendre compte exactement de l'efficacité, il faut relever la caractéristique de régulation. Cela peut se faire de la manière suivante :

On introduit à l'entrée du récepteur une tension à haute fréquence connue E, que l'on peut faire varier (fig. 277). On mesure la tension transmise au détecteur.

Pour éviter un encombrement trop grand du diagramme il est commode de porter les tensions d'entrée E sur une échelle logarithmique. On pourrait aussi les exprimer en décibels par rapport à un niveau choisi arbitrairement.

Quant aux tensions de sortie, il est logique de les exprimer en décibels. Nous avons choisi pour niveau zéro décibel la tension d'entrée telle que la tension de sortie S soit de 1 *volt*, ce qui correspond à une audition puissante. On aurait pu choisir comme niveau zéro le niveau standard, c'est-à-dire tel que la puissance transmise au haut-parleur soit de 50 milliwatts. Mais ce choix aurait eu l'inconvénient de faire intervenir la partie basse fréquence. Les courbes de la figure 277 concernent un récepteur changeur de fréquence utilisant un tube oscillateur-modulateur et un seul étage de moyenne fréquence. Une des courbes I a été obtenue en appliquant la régulation simultanément sur les deux tubes amplificateurs.

En appliquant la régulation seulement sur le premier tube, on obtient la courbe II.

Enfin, la courbe IV correspond à la suppression complète de régulation.

Pour se rendre exactement compte de l'efficacité de la régulation, il faut interpréter ces courbes, ou, plutôt, les traduire.

Considérons, par exemple, la courbe I. On constate qu'une tension d'entrée de 100 000 microvolts, c'est-à-dire 400 fois plus grande que la tension de référence (250 microvolts) ne provoque qu'une augmentation de 18 décibels de la tension de sortie, c'est-à-dire de 8 volts environ.

Donc, d'un côté on augmente la tension d'entrée de 400 fois, et l'amplification n'augmente que de 8 fois. L'effet régulateur est donc fort net.

399. Régulation différée. — Les courbes de la figure 277 mettent en évidence un défaut du système régulateur. La sensibilité apparente du récepteur semble fortement réduite. En effet, si nous désirons obtenir la tension de référence choisie, il faudra une tension d'entrée de 250 microvolts, alors que cette même tension aurait été obtenue sans régulation, avec 30 microvolts, c'est-à-dire une tension 8 fois plus faible. On peut donc prétendre, qu'en apparence, la sensibilité se trouve réduite dans le rapport de 1 à 8.

L'expérience pratique montre qu'il n'y a pas là un inconvénient majeur. On dispose toujours d'une réserve d'amplification de basse fréquence permettant de compenser largement cette différence. On peut, toutefois,

faire au système de régulation simple une objection d'un autre ordre, intéressant plus spécialement la fidélité de reproduction et la détection.

On ne peut obtenir une détection linéaire, c'est-à-dire sans distorsion, qu'à condition de disposer d'une tension assez élevée à la détection.

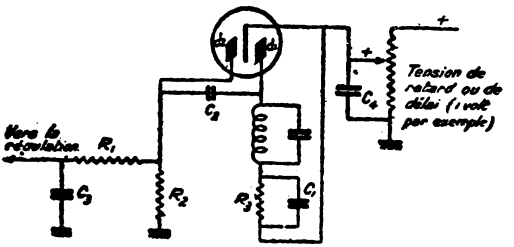


Fig. 278.

Si le minimum est de 1 volt (en réalité il est inférieur) il y a toute une série de stations qu'on reçoit avec détection square law, *c'est-à-dire avec distorsion.* De plus, l'amortissement créé par le détecteur est beaucoup plus important, on peut donc observer un défaut de sélectivité.

Pour éviter ces inconvénients, il faut que le régulateur ne commence à agir que si la tension transmise au détecteur dépasse une certaine limite

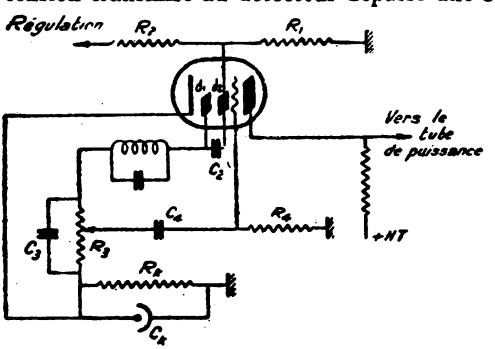


Fig. 279.

choisie C'est précisément ce résultat qu'on obtient avec les montages *de régulation différée.*

Un moyen classique d'obtenir ce résultat est indiqué figure 278. On emploie un tube duo-diode. Une des anodes est utilisée pour la détection normale, l'autre est utilisée pour la régulation. Les tensions à haute fréquence lui sont transmises par le condensateur C_2. Mais l'anode du diode d_2, est polarisée négativement par rapport à la cathode. Il ne pourra

circuler un courant dans la résistance R_2 que si les tensions transmises par C_r sont supérieures à la tension de délai. Si nous choisissons celle-ci égale à 1 volt, tout se passera comme s'il n'y avait pas de régulation, jusqu'au moment où le détecteur recevra au moins 1 volt. C'est exactement ce que nous désirons obtenir. La courbe III (figure 277) est relative à un régulateur différé; la tension de délai étant de 1 volt. On voit qu'elle se confond avec la courbe sans régulation, au-dessous de 1 volt.

On prend souvent la tension de polarisation d'un tube préamplificateur comme tension de délai. Ce procédé est particulièrement commode quand on utilise un tube détecteur combiné. Le schéma est indiqué figure 279.

C_3 et le potentiomètre R_3 sont les condensateur et résistance de charge du diode détecteur d_1 La tension développée aux bornes de R_4 polarise l'élément triode du tube. Mais cette tension est appliquée aussi au diode d_2. C'est aussi la tension de délai.

400. Distorsion. — Le principal inconvénient de la régulation différée est la production de distorsion. Il est facile de comprendre comment se produisent les déformations. Imaginons une tension modulée progressivement croissante, depuis zéro. Il arrivera forcément un moment où, seules, les crêtes de modulation dépasseront la tension de délai. Il en résultera un amortissement supplémentaire qui s'exercera *seulement sur ces crêtes*. L'amplitude en sera réduite et il y aura une distorsion notable.

De plus, l'effet régulateur ne s'exerçant que sur les parties du courant modulé correspondant aux maxima d'intensité, il y aura un nivellement des nuances (*piano* et *fortissimo*). Pour éviter ces inconvénients il faut faire appel à des montages de « délai » qui s'inspirent de la figure 280 *b*. Le diode de délai d_1 doit être à cathode séparée et l'action de retard ne s'exerce plus sur les composantes variables mais uniquement sur la composante continue.

Cette cause de distorsion est souvent ignorée des techniciens. Nous pensons que c'est une erreur et que c'est une raison importante pour préférer la régulation non différée, malgré la réduction apparente de sensibilité, à moins de vouloir faire appel au système déjà signalé plus haut.

Régulation amplifiée.

401. Généralités. — On peut se proposer d'obtenir un asservissement beaucoup plus complet et de rendre la tension transmise au détecteur plus indépendante encore de la tension d'entrée.

Nous noterons, toutefois, que l'augmentation de la régulation aura

évidemment pour effet de rendre plus horizontales les courbes de régulation (fig. 277). *Il sera donc plus nécessaire encore de prévoir un retard à la régulation, sinon la diminution de sensibilité apparente atteindra une valeur considérable.* De plus, on pourra craindre que, même avec les signaux les plus puissants, la tension transmise au détecteur ne soit pas assez élevée pour assurer une détection linéaire.

Les systèmes que nous allons décrire portent le nom de *régulateurs amplifiés*. Cette amplification peut, d'ailleurs, être obtenue de plusieurs manières.

Nous ne noterons que pour mémoire le procédé qui consiste à prévoir un étage d'amplification de moyenne fréquence supplémentaire pour alimenter le diode régulateur. On obtient naturellement ainsi des tensions de régulation plus élevées, mais on risque de compromettre la stabilité du récepteur. L'étage supplémentaire peut faire naître une réaction dont l'effet se répercute sur les circuits normaux.

Parmi les systèmes que nous retiendrons, nous citerons :

a) amplification de la tension de régulation,

b) utilisation d'un détecteur amplificateur (détection-plaque).

402. *a*) **Amplification de la tension de régulation.** — On utilise le principe des amplificateurs à courant continu. Le montage est indiqué

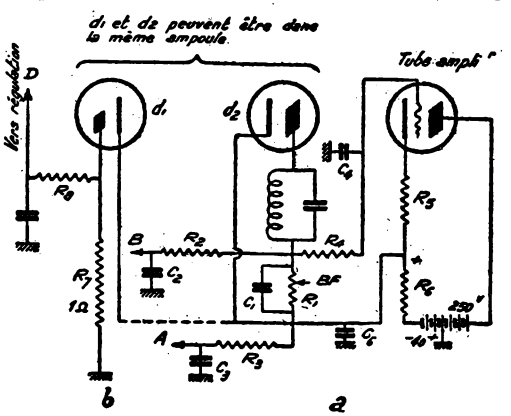


Fig. 280.

fig. 280. d_2 est le tube diode alimenté par le dernier circuit oscillant. La tension continue aux bornes de la résistance de charge du diode est transmise au tube amplificateur, par l'intermédiaire d'une résistance R_4 associée au condensateur de découplage C_4. Le montage du tube ampli-

ficateur mérite une attention particulière. La résistance R_5 détermine sa polarisation. Dans le circuit de cathode est intercalée une résistance R_6, reliée à un point présentant une tension négative par rapport au châssis (40 à 80 volts, par exemple). On peut régler R_5 et R_6 de telle sorte que le point A soit exactement à la tension de la masse, en l'absence de signal. Il suffit pour cela que la chute de tension dans R_6 soit précisément égale à la tension négative. Par exemple, si le courant normal du tube est de 2,5 milliampères et que la tension négative soit de 50 volts, on prendra $R_6 = 20\,000$ ohms. Pratiquement, il sera utile de prévoir R_6 variable pour réaliser la condition posée plus haut d'une manière précise.

Lorsqu'une tension est appliquée sur le diode détecteur, une tension négative est transmise par R_4 à la grille du tube amplificateur. L'intensité anodique diminue. Il en résulte que l'équilibre entre A et la masse est rompu et que A devient négatif par rapport au châssis.

La régulation ainsi obtenue est extrêmement efficace. On peut obtenir facilement un gain en tension de l'ordre de 15 à 20, suivant les constantes du circuit et du tube. D'après le mode de fonctionnement que nous venons d'exposer, il est certain que la résistance R_5 doit être choisie aussi petite que possible. En effet, elle apporte un effet de contre-réaction puisque la différence de potentiel entre ses extrémités diminue quand on polarise négativement la grille.

On peut remarquer que la tension continue aux bornes de R_1 est en série avec la tension amplifiée, disponible aux bornes de R_6. On augmentera, par conséquent, la tension de régulation en connectant les circuits de commande non pas au point A, mais au point B.

La tension négative dont on doit disposer par rapport au châssis doit être au moins égale au maximum de tension de régulation dont on veut disposer. Il est, en effet, évident qu'à la limite de fonctionnement le courant anodique du tube amplificateur est supprimé et qu'à ce moment la tension en A est précisément celle qui existe entre la masse et le châssis.

La valeur choisie dépendra donc essentiellement de l'étendue des caractéristiques de réglage des tubes utilisés.

Dans ce montage, il est souvent utile d'ajouter une résistance de découplage entre R_1 et R_6 dans le cas où la tension négative présenterait des composantes alternatives. On évite ainsi que celles-ci soient transmises au diode détecteur.

403. Régulation différée et amplifiée. — Nous avons déjà signalé plus haut qu'il était à peu près indispensable qu'un régulateur amplifié soit différé.

Pour obtenir le délai d'action indispensable on peut avoir recours à un certain nombre de procédés. Le plus simple est d'utiliser un diode auxiliaire. La connexion est faite comme nous l'avons indiqué en pointillé (fig. 280 *b*).

Les résistances R_5 R_6 sont réglées de telle sorte que la tension de A soit positive par rapport à la masse, d'une valeur qui est précisément la tension de délai. Dans ces conditions, l'anode du diode d_1 est négative par rapport à la cathode. Aucun courant ne peut donc le traverser et le point D est à la masse. Les tubes commandés sont donc au maximum de sensibilité. Il en est ainsi tant que l'anode du diode d_1 demeure négative.

Mais, à partir d'une certaine amplitude de signal, le point A est à la même tension que la masse. A partir de ce moment, la tension de régulation peut traverser le diode et être transmise aux tubes commandés.

La présence du diode d_1 ne diminue pratiquement pas l'efficacité de la régulation parce que la résistance interne est négligeable par rapport à R_7. Les deux éléments diodes peuvent être placés dans la même ampoule, ainsi que l'élément amplificateur A.

404. Variante et réalisation. — Un inconvénient de ce procédé, parmi d'autres que nous ne pouvons exposer en détail, c'est qu'il est nécessaire de disposer d'une tension négative par rapport au châssis. On peut utiliser la chute de tension créée par l'excitation du haut-parleur disposée dans la branche négative du filtre. La tension disponible dépasse alors largement les 40 ou 50 volts qui seraient normalement suffisants.

Il peut en résulter des anomalies. En effet, il n'est pas recommandé d'insérer une résistance trop élevée entre cathode et filament d'un tube. La limite permise par de nombreux constructeurs est de 20 000 ohms. De même, la tension maximum tolérée est de 40 ou 80 volts suivant les tabes utilisés.

On peut, sans grand danger, dépasser ces limites, mais on s'expose à produire des ronflements ou bruits de cathode parasites.

Une variante du montage est parfois plus facile à réaliser. La résistance R_6 est directement reliée à la masse du châssis. Il en résulte que le point A présente une tension positive de 40 ou 50 volts par rapport à la masse. On compense cet effet en portant les cathodes des tubes à une tension positive de 40 ou 50 volts à l'aide d'un potentiomètre.

405. Emploi d'un détecteur-amplificateur. — Un autre procédé consiste à utiliser un tube régulateur monté en détection par la courbure

d'anode. Ce procédé présente, d'ailleurs, un certain nombre d'avantages que nous signalerons par la suite.

Le montage de principe est indiqué (fig. 281). Il faut encore disposer d'une tension négative importante par rapport à la masse, celle-ci est utilisée comme tension anodique du tube R, monté en détection plaque, c'est-à-dire que la polarisation de grille est réglée de telle sorte que le courant anodique soit annulé. Il en résulte qu'au repos, aucun courant ne circule dans la résistance R_3 et, qu'en conséquence, A est à la tension de la masse. Les tubes commandés, dont les circuits de grille sont connectés au point A, sont donc au maximum de sensibilité.

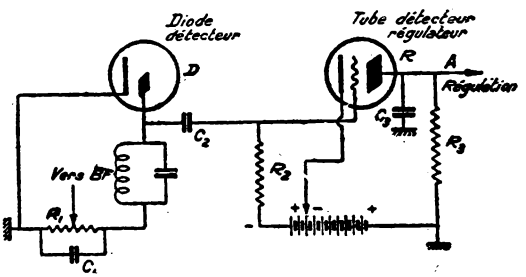


Fig. 281.

Dès qu'une tension à haute fréquence sera transmise à la grille par l'intermédiaire de C_2, il en résultera la présence d'un courant redressé dans R_3. La composante téléphonique sera éliminée par C_3. On peut considérer qu'une détectrice par la plaque est sensiblement équivalente à une amplification à haute fréquence suivie d'un redressement. Il y aura donc régulation amplifiée. En fait, l'expérience montre que le système est à peu près aussi efficace que celui de la figure 279.

Il est plus simple, et d'un fonctionnement plus souple. On peut employer soit un tube triode, soit un tube penthode. L'efficacité est à peu près la même dans les deux cas.

Il est évidemment indispensable que la tension négative appliquée sur la grille du tube régulateur soit supérieure à la plus grande tension soumise au détecteur. S'il en était autrement, il y aurait une distorsion importante dans les pointes de modulation. Si cette condition est réalisée le tube régulateur n'apporte pas d'autre amortissement que celui causé par la présence de R_2. En prenant $R_2 = 2$ mégohms, l'inconvénient est pratiquement négligeable.

Il est, cette fois, extrêmement commode d'obtenir une régulation

différée. Il suffit d'exagérer de la valeur voulue la tension de polarisation du tube détecteur régulateur. Par contre on peut faire certaines objections déjà signalées au paragraphe 400, concernant le nivellement des nuances musicales.

Un autre avantage, c'est qu'on peut prendre R_3 de l'ordre de 100 000 ohms sans introduire d'amortissement et sans sacrifier anormalement l'efficacité de la régulation. On peut ainsi obtenir un contrôle très énergique et à très faible constante de temps.

Ce même montage peut être combiné avec le procédé de délai de la figure 280.

406. Exemple de réalisation. — Nous donnons (fig. 282) un exemple de réalisation pratique. La tension anodique nécessaire au tube régulateur est la chute de tension produite par l'excitation du haut-parleur.

La polarisation est obtenue en provoquant une chute de tension dans

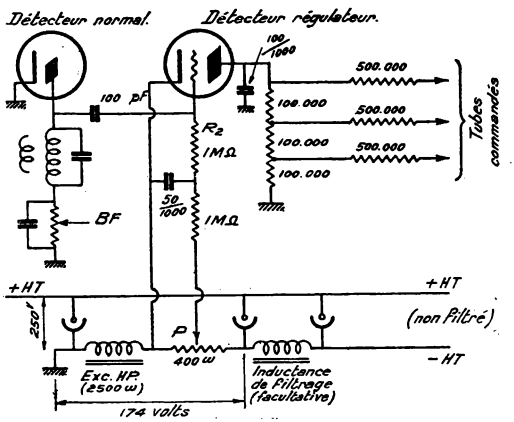


Fig. 282.

un potentiomètre. Celui-ci sert, en même temps, pour obtenir la tension de délai.

Pour éviter tout ronflement, la tension de polarisation du tube régulateur est filtrée par une résistance de 1 mégohm associée à un condensateur d'au moins 50 000 pF.

La résistance d'utilisation est constituée par trois résistances de 100 000 ohms connectées en série. On peut, d'ailleurs, faire d'autres combinaisons si les caractéristiques des tubes utilisés l'exigent.

En agissant sur P on peut modifier le délai d'action. Au delà du point de délai nul, on réduit la sensibilité du montage en provoquant le passage

d'un courant dans la résistance de charge du régulateur. *On a donc simultanément un contrôle automatique et manuel de sensibilité.*

407. Note importante : Dans les montages précédents, la cathode des tubes régulateurs est portée à une tension fortement négative par rapport à la masse du châssis. Il est important que la métallisation intérieure des tubes ne soit pas reliée à la masse, mais directement à la cathode. S'il en était autrement, il s'établirait dans le tube un courant *électronique* cathode-métallisation qui viendrait troubler profondément le fonctionnement.

408. Caractéristiques de régulation (fig. 282 *bis*) Nous avons tracé les caractéristiques de régulation amplifiée et différée pour un récepteur identique à celui qui avait servi à tracer les courbes de la figure 277. L'efficacité de la régulation est pratiquement parfaite.

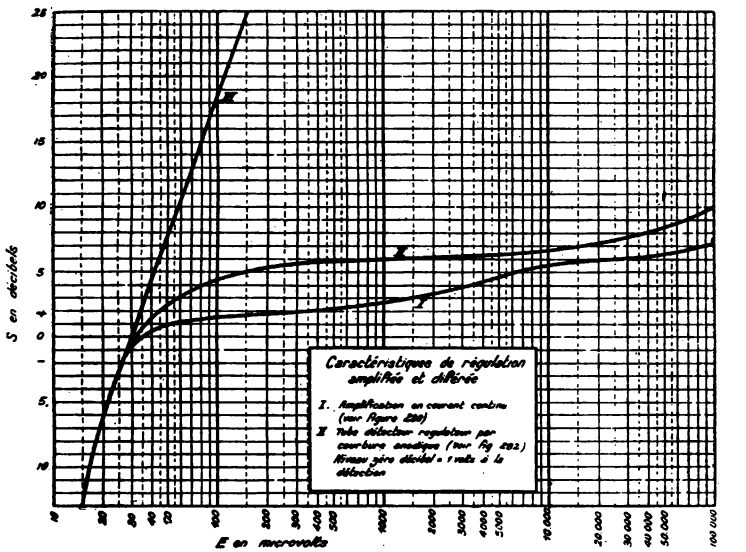

S en décibels
E en microvolts
Caractéristiques de régulation amplifiée et différée
I. Amplification en courant continu (voir figure 280)
II Tube détecteur régulateur par courbure anodique (voir fig 282)
Niveau zéro décibel = 1 volt à la détection

Fig. 282 *bis*.

On remarquera que le système I, nettement plus efficace au début, tend à perdre ses avantages à mesure qu'augmente la tension d'entrée. A partir de 300 microvolts le système II présente une caractéristique nettement plus horizontale.

Il est facile de déterminer la cause de ces particularités. En effet, avec le système I, l'effet régulateur utilise tout d'abord la partie droite de la caractéristique du tube et la portion qui présente le maximum d'inclinaison. Par contre, quand la tension augmente, la polarisation devenant

plus grande, le point de fonctionnement se déplace dans des régions de plus en plus courbées. Le gain diminue; ce qui produit la courbure de la caractéristique de régulation.

Si l'essai était prolongé au delà des tensions indiquées il arriverait même que toute régulation cesserait parce que le courant anodique du tube serait supprimé.

La limitation du système II proviendrait d'une autre cause. En effet, la tension transmise augmentant, il y aurait un moment où la polarisation du tube régulateur serait inférieure aux pointes de modulation. Un courant circulerait alors dans la résistance de grille qui viendrait précisément combattre l'effet régulateur. Cette limite dépend essentiellement de la tension anodique disponible pour le tube régulateur.

408 bis. Application de la régulation en basse fréquence. — Lorsque l'effet régulateur est imparfait, comme dans les courbes (fig. 277), on peut en compléter l'action par un contrôle de la sensibilité en basse fréquence. Il ne faudra pas utiliser un simple tube à pente variable, car la distorsion atteindrait des valeurs inadmissibles, mais un tube à caractéristique basculante ou « à tension d'écran glissante », c'est-à-dire un tube penthode dans lequel la tension écran est fixée par une simple résistance placée en série. Mais dans ce cas, la distorsion est encore importante.

On peut se proposer de corriger cette distorsion à l'aide de la contre-réaction. Cette idée n'est séduisante qu'à première vue. En effet, le principe même de la contre-réaction veut que le gain de l'amplificateur devienne indépendant des tubes et des éléments de liaison. Il en résulte que, si la contre-réaction est suffisante pour corriger la distorsion, la modification de la tension de grille ne changera le gain que d'une manière insignifiante. Il n'y a donc pas d'effet régulateur.

On peut faire d'autres objections à la régulation en basse fréquence. C'est ainsi qu'elle peut amener une modification dans le rapport des intensités sonores et trahir ainsi la reproduction des nuances musicales.

Ce n'est donc qu'une solution peu recommandable. Si l'on juge l'effet de la régulation simple insuffisant, il sera préférable d'avoir recours aux montages de régulation amplifiée.

Régulation automatique de sensibilité dans les récepteurs à transistors

409-1. Régulation par l'intensité d'émetteur. — Il est indispensable de prévoir un système de régulation automatique dans les récepteurs à transistors. Notons toutefois que le résultat ne peut pas être obtenu aussi

simplement et aussi efficacement que dans les récepteurs à tubes électroniques.

Le procédé le plus usuel est l'action sur le courant d'émetteur des transistors amplificateurs de fréquence intermédiaire, au moyen du courant de détection. Le moyen le plus simple est d'agir sur l'intensité de base. On obtient d'ailleurs, de cette manière un effet amplificateur.

La méthode semble calquée sur celle qui est utilisée dans les récepteurs à tubes électroniques. Il y a toutefois une différence fondamentale, déjà signalée maintes fois plus haut, c'est que l'élément de commande n'est pas une *tension* mais une *intensité.*

La commande de sensibilité d'un récepteur à tubes s'effectue peut-on écrire : statiquement, c'est-à-dire, sans courant et, par conséquent sans qu'il soit besoin d'emprunter la moindre puissance au circuit détecteur. Il n'en est pas de même avec le circuit classique représenté figure 283-1.

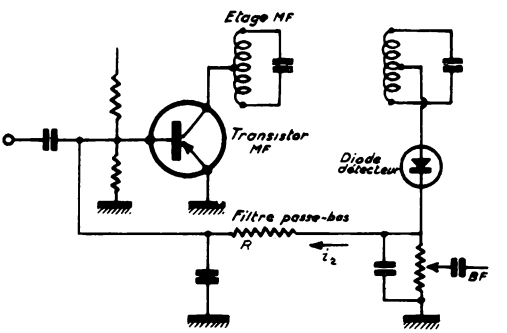


Fig. 283-1.

La ligne de régulation est parcourue par une intensité de courant que doit fournir la diode détectrice. Il y a donc, nécessairement, une diminution d'efficacité de la détection puisqu'à la charge normale, utile, on ajoute une seconde charge en parallèle, destinée à alimenter la régulation. De plus, il y a forcément encore une perte de puissance dans la résistance R de découplage. On a d'ailleurs proposé de remplacer R par une inductance d'arrêt. Ce procédé ne serait pas économique.

La diminution de gain obtenue par réduction de l'intensité d'émetteur s'accompagne d'une augmentation de la résistance interne. Il en résulte que la sélectivité devient d'autant plus grande que la station écoutée est plus puissante. C'est le résultat inverse qui serait souhaitable.

En même temps que la résistance interne est augmentée, il y a une

modification des autres paramètres et, en particulier, des capacités. On peut donc éventuellement observer un désaccord du circuit de moyenne fréquence ou, tout au moins, une modification de la courbe de résonance.

409-2. Commande de régulation amplifiée. — Examinons la figure 283-2. Un élément diode, disposé en parallèle avec le transformateur de fréquence intermédiaire est polarisé de manière à ne fournir aucun courant en l'absence de signal. Il se comporte donc comme une résistance infiniment grande et n'apporte aucun amortissement au circuit.

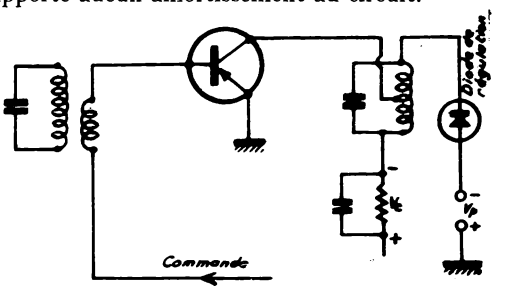


Fig. 283-2.

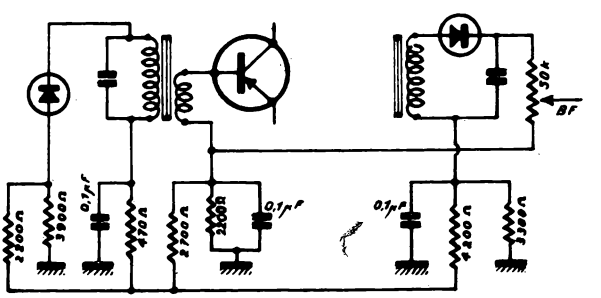


Fig. 283-3.

Un signal assez puissant provoquera une réduction importante du courant de base et, dans ces conditions l'anode du diode deviendra positive. En conséquence l'élément diode se comportera comme une résistance mise en parallèle avec le transformateur de fréquence intermédiaire.

Cette fois le réglage du récepteur sur une station puissante aura pour conséquence une diminution de la sélectivité, c'est-à-dire un élargissement de la bande passante. C'est le résultat souhaitable.

En pratique la tension de polarisation de la diode de régulation peut être empruntée à un diviseur de tension alimenté par la batterie du récepteur.

Réglage silencieux.

410. Généralités. — Lorsqu'on règle un récepteur muni d'un régulateur automatique, la sensibilité est docilement asservie à la tension recueillie par l'antenne. Lorsque le récepteur n'est pas réglé sur une onde porteuse, sa sensibilité peut atteindre des valeurs considérables. Mais il est rare que l'antenne ne recueille pas certaines perturbations. Il en résulte que les bruits parasites sont amplifiés d'une manière désagréable. Un réglage mal fait, mal centré sur l'onde porteuse pourra n'apporter qu'une correction de sensibilité tout à fait imparfaite. Il en résultera une audition puissante, mais déformée. Il est possible d'éviter ces inconvénients par l'emploi des dispositifs à réglage silencieux. Ce sont des montages, tels que l'amplification de basse fréquence soit bloquée tant que l'amplitude de l'onde porteuse n'atteint pas une valeur suffisante, dont la grandeur a été préalablement choisie. Ainsi, on peut déplacer le réglage de l'appareil sans faire naître des bruits violents dans le haut-parleur.

411. Principes utilisés. — Bien des procédés ont été utilisés pour obtenir le réglage silencieux. Nous ne citerons que pour mémoire le système comportant des relais actionnés par le courant de détection.

Le procédé le plus généralement utilisé est le suivant :

On paralyse le tube de préamplification basse fréquence en lui appliquant une polarisation excessive. Lorsqu'une tension haute fréquence suffisante est transmise au détecteur, la tension supplémentaire de polarisation est neutralisée et le premier tube basse fréquence peut fonctionner normalement.

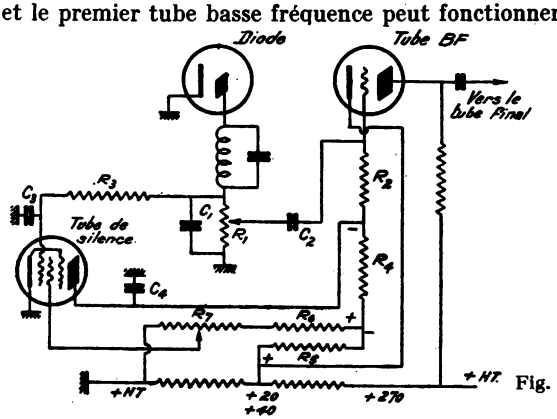


Fig. 284.

Nous donnons (fig. 284) un exemple de réalisation.

La polarisation normale du tube BF est produite par la chute de tension dans la résistance R_5. Le tube de silence est réglé, grâce au potentiomètre R_7 qui commande la tension écran, de telle sorte qu'un courant anodique

traverse la résistance R_4. Il y a donc une chute de tension dans cette résistance qui vient précisément s'ajouter à la polarisation normale produite dans R_5. Il en résulte que le courant anodique du tube BF est bloqué par excès de polarisation. Le récepteur est donc parfaitement silencieux.

Si le récepteur est réglé sur une onde porteuse d'amplitude suffisante, la résistance de charge du diode R_1, transmet une tension négative au tube de silence. Il en résulte que son courant anodique diminue d'intensité. Lorsqu'il a été annulé, il ne circule plus aucun courant dans R_4 et le tube BF est libéré. Le récepteur fonctionne normalement.

On peut régler le niveau de libération en agissant sur R_7.

412. Défauts des procédés de « réglage silencieux ». — Il existe bien des variantes du montage fig. 284. Le principe demeure le même et la critique que nous allons faire peut toujours s'appliquer aux variantes.

Pour que le système soit parfait, il faudrait qu'il fonctionnât par tout ou rien, c'est-à-dire : blocage complet, ou libération complète du tube BF. On voit facilement qu'il ne peut pas en être ainsi.

La courbure des tubes modernes à pente fixe est peu étendue, mais elle existe et, tout particulièrement si le tube est utilisé avec une très faible tension anodique, comme c'est précisément le cas ici.

Il en résulte que, pour une certaine amplitude de réception, le tube BF travaillera avec une polarisation excessive. Il y aura, à ce moment, production d'une distorsion inacceptable.

Ce fonctionnement désagréable se produira, au cours de l'écoute d'une station, lorsque les phénomènes d'évanouissement (fading) provoqueront des variations d'intensité de l'onde porteuse.

Enfin, au cours même d'une audition, il est possible que des variations dans la tension d'alimentation aient pour résultat un déréglage du système.

Indicateurs visuels d'accord.

413. Généralités. Réglage silencieux manuel. — Pour que la distorsion soit réduite au minimum, il est indispensable que les circuits du récepteur soient rigoureusement réglés sur la fréquence de l'onde porteuse. C'est à cette condition seulement que les différentes fréquences sont reproduites avec leur valeur relative normale et que les différentes perturbations sont réduites au minimum.

L'accord peut, certes, se faire à l'oreille. Mais il faut une certaine habitude. Le néophyte a souvent tendance à régler son récepteur légèrement à côté de l'onde porteuse. En effet : l'audition est notoirement plus puis-

sante, parce que c'est, en fait, la composante redressée de l'onde porteuse qui commande automatiquement la sensibilité du récepteur. Or, cette composante se trouve affaiblie par rapport aux composantes de la modulation, quand on décale légèrement l'accord.

Il est donc particulièrement intéressant de permettre à l'auditeur de régler son récepteur d'une manière parfaitement précise, sans le secours de l'oreille. Il aura ainsi la possibilité de mettre le réglage de puissance au zéro pour passer d'une station à l'autre. Il réglera le récepteur d'une manière silencieuse. Ce sera le réglage silencieux *manuel*, qu'il ne faut pas confondre avec le réglage silencieux *automatique* que nous venons d'étudier.

Ce réglage manuel peut prendre différentes formes. C'est ainsi qu'on peut prévoir un bouton de réglage des condensateurs commandant en même temps un poussoir court-circuitant la basse fréquence. On peut imaginer d'autres variantes pour arriver au même résultat.

414. Milliampèremètre. Indicateurs à ombre. — Tous les indicateurs visuels utilisent le même principe d'une manière ou d'une autre, on met en évidence la diminution du courant anodique provoquée par le régulateur automatique de sensibilité. Le premier indicateur de résonance préconisé et utilisé par l'auteur (en 1928) était un simple milliampèremètre placé dans un circuit d'anode d'un tube commandé.

Mais l'apparence d'un appareil de mesure pouvant paraître effrayante à l'usager moyen, on remplaça bientôt le milliampèremètre à aiguille par un instrument *à ombre* ou à zone lumineuse. Le principe demeure exactement le même.

415. Tubes à néon. — Le principe des indicateurs à néon est quelque peu différent. La commande automatique de sensibilité provoque, en fonctionnant, une augmentation appréciable de la tension anodique. On peut mettre la variation en évidence à l'aide d'un tube à néon. La longueur de la zone lumineuse est directement fonction de la tension appliquée.

Elle sera donc maximum pour l'accord exact.

Les tubes utilisés ont une électrode en forme de longue tige le long de laquelle la lueur s'étend plus ou moins.

Il faut prévoir une électrode d'entretien. L'amorçage est contrôlé par un potentiomètre spécial.

Certains tubes sont munis d'une électrode supplémentaire qui permet d'obtenir le réglage silencieux.

416. Dispositifs à variation d'éclairement. — Une petite lampe à incandescence comme celle qu'on utilise pour le cadran, est alimentée à

travers un premier enroulement d'une bobine de self-induction à fer, comportant deux enroulements. L'autre enroulement est traversé par le courant anodique des tubes commandés par le régulateur. En l'absence de réception ce courant est maximum et tend à saturer la bobine de self-induction. L'impédance est donc faible et la lampe éclaire brillamment. En réglant le récepteur, on provoque une diminution de l'intensité continue qui traverse l'enroulement. L'impédance augmente et l'éclairage diminue.

Un système un peu analogue (Colorama) peut être utilisé pour provoquer un changement de coloration de l'éclairage du cadran.

417. Tubes indicateurs cathodiques. — Tous les procédés précédents ont cédé la place aux indicateurs visuels cathodiques. C'est pourquoi nous avons passé rapidement sur leur utilisation.

L'étude théorique de ces tubes spéciaux a été faite dans le tome II.

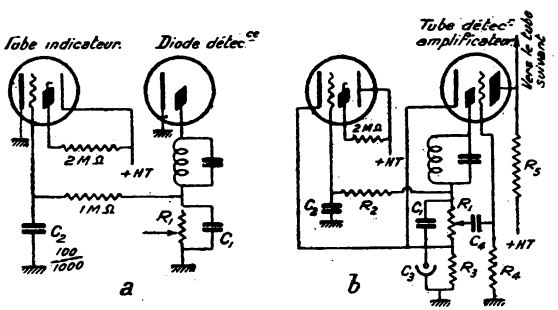


Fig. 285.

Nous nous bornerons à rappeler qu'ils comportent un élément amplificateur (généralement triode), des électrodes de déflexion et un écran. La zone luminescente sur l'écran augmente quand on applique une tension négative sur la grille de commande. Certains tubes peuvent combiner les fonctions d'indicateur visuel et de tube amplificateur.

La tension de commande est généralement empruntée à la résistance de charge du diode-détecteur en intercalant un filtrage convenable. Cette disposition est préférable à celle qui consisterait à utiliser directement la tension de régulation. En effet, celle-ci ne commence à manifester une variation que si la tension transmise au détecteur dépasse la tension

1. Voir tome II, n° 367.

de retard. L'indicateur ne donnerait donc aucune précision pour les stations faibles.

Un montage recommandable est indiqué (fig. 285 *a*). La séparation des tensions continue et téléphonique est obtenue par la résistance R_1 et le condensateur C_2. La résistance de charge de l'indicateur cathodique est de 2 mégohms.

On notera que le montage doit être légèrement différent dans le cas d'un tube détecteur-amplificateur combiné. En effet, la cathode du tube indicateur ne doit pas être reliée à la masse; sinon une tension négative serait appliquée en permanence sur la grille de commande du tube, ce qui aurait pour effet de provoquer un écartement permanent des secteurs lumineux. Il faudra donc relier la cathode du tube indicateur, non pas à la masse du châssis, mais à la cathode du tube détecteur-amplificateur (fig. 285 *a*).

418. Indicateurs d'accord à double sensibilité. — La déviation des faisceaux électroniques de l'indicateur atteint son maximum pour quelques volts (5 volts pour le tube EMI). Or, la tension entre les ex-

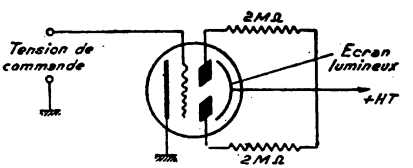


Fig. 286.

trémités de R_1 peut dépasser largement cette valeur. Il en résulte que l'écartement maximum est atteint avant que l'accord exact sur l'onde porteuse soit obtenu. L'indicateur ne permet donc point de réaliser l'accord précis pour les stations les plus puissantes.

On peut n'utiliser qu'une fraction de la tension disponible entre les extrémités de R_1 — mais alors la déviation est à peine visible pour les stations les plus faibles. On n'évite un inconvénient que pour en retrouver un autre.

La solution moderne est l'emploi d'un indicateur à double sensibilité. — Les deux secteurs lumineux sont commandés par les éléments électroniques différents. L'un donne toute sa déviation pour quelques volts; l'autre pour une tension beaucoup plus grande. Le premier permet le réglage sur les stations faibles, l'autre sur les stations puissantes ou sur les stations locales.

Nous donnons le schéma de montage fig. 286, applicable au tube EM4,

Aujourd'hui, les tubes indicateurs cathodiques tels que le EM 80, le EM 81, le EM 84 et le EM 85 ont une grille à pente variable qui leur donne une plage de réglage suffisante : tension de commande de 0 à 16 volts.

419. Circuit de commande spécial. — Une difficulté peut surgir lorsque la bande de transmission du récepteur est rectangulaire, comme cela doit être le cas dans les appareils à haute fidélité musicale. En effet, après avoir dévié progressivement à mesure que le réglage se précise, l'écartement du secteur lumineux demeure constant. On ne peut donc pas trouver le centre exact de la bande de transmission.

On peut remédier à cet inconvénient en commandant l'indicateur d'accord à l'aide d'un circuit de moyenne fréquence très sélectif réglé rigoureusement sur la fréquence centrale de la bande passante. Ce circuit auxiliaire alimente un élément diode chargé de la commande du tube indicateur.

Il va sans dire que l'emploi de ce procédé précis, mais compliqué, ne peut être envisagé que dans des récepteurs coûteux.

Correcteur automatique d'accord

420. Généralités. — Si le régulateur automatique de sensibilité constitue un asservissement de la sensibilité, on peut dire que le correcteur automatique d'accord est un asservissement de l'accord du récepteur.

Dès qu'une tension suffisante est transmise au diode détecteur, le récepteur tend à s'accorder automatiquement et rigoureusement sur la fréquence porteuse. Il suffit donc que l'usager règle approximativement son appareil.

Le système a l'avantage d'éviter les erreurs d'alignement. Il facilite l'emploi de l'appareil par l'usager. C'est un complément précieux des dispositifs d'accord automatique à distance (boutons poussoirs ou moteurs). Mais, en plus de sa complication, il présente des inconvénients que nous signalerons plus loin.

Ces dispositifs ne sont guère employés dans les récepteurs ordinaires. C'est pour cette raison que nous les étudierons rapidement.

421. Principe des systèmes correcteurs automatiques. — Les systèmes de correction automatique d'accord ne sont utilisés que pour les appareils à changement de fréquence. Dans ces montages, le réglage principal est toujours celui de l'oscillateur local qui commande l'accord avec l'amplificateur de moyenne fréquence.

Pour corriger pratiquement une erreur de position du condensateur d'accord, il suffira donc d'agir sur la fréquence des oscillations locales. Il va sans dire que l'erreur d'alignement des circuits qui précèdent le changement de fréquence demeure aussi importante. Il n'en résulte pas de grands inconvénients pratiques.

422. Méthode de discrimination. — Le correcteur d'accord aura donc pour mission de faire varier la fréquence des oscillations locales dans le sens voulu pour apporter la correction nécessaire. Trois cas peuvent évidemment se produire :

1) *La fréquence des oscillations locales est correcte.*

Dans ce cas, le correcteur ne doit pas agir.

2) *La fréquence des oscillations locales est trop basse.*

Le correcteur devra augmenter cette fréquence.

3) *La fréquence des oscillations locales est trop élevée.*

Le correcteur devra diminuer cette fréquence.

Il faut donc prévoir un circuit discriminateur permettant de déclancher

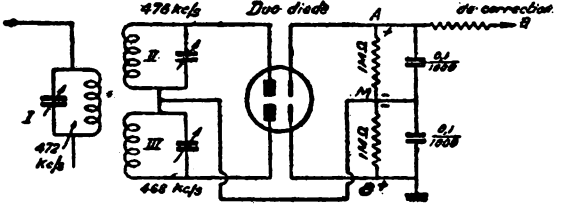


Fig. 287.

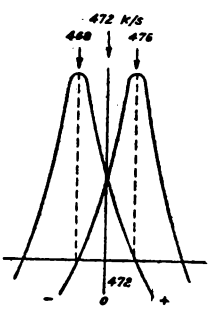


Fig. 287b.

l'action voulue dans un sens ou dans l'autre; ou, au contraire, de laisser les choses en l'état, si la première hypothèse est réalisée.

Il reste à utiliser la tension de correction pour modifier, précisément dans le sens voulu, la fréquence de l'oscillateur local.

Les premiers dispositifs réalisés utilisaient simplement la résonance de 3 circuits dont le premier était exactement réglé sur l'accord de la MF, les deux autres étant décalés de part et d'autre. Chacun de ces derniers commandait un diode et les tensions des deux diodes étaient branchées en opposition. Pour l'accord sur 472 kc/s. les deux diodes fournissaient des tensions égales et opposées; il n'y avait donc pas de tension de correction. Par contre, un désaccord se traduisait par une

tension entre *a* et la masse (fig. 288) dont le sens dépendait du sens du désaccord.

Les systèmes actuels utilisent la remarque suivante : il existe un déphasage entre les tensions primaire et secondaire d'un transformateur MF. En ajoutant ces tensions, leur somme vectorielle devient maximum un peu avant ou un peu après la résonance suivant le signe du coefficient d'induction mutuelle. L'emploi d'une frise médiane permet d'avoir

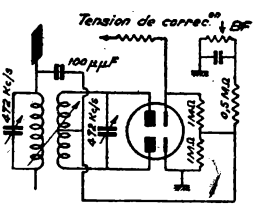


Fig. 288*a*.

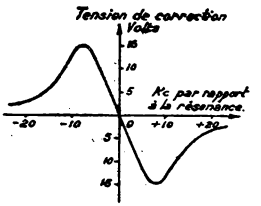


Fig. 288*b*.

un coefficient d'induction mutuelle de signe différent tous les deux demi-secondaires. Le système est plus sensible que le précédent, plus facile à régler (les deux circuits sont accordés sur 472 kc/s) et l'un des diodes peut servir à la déduction habituelle (voir fig 288 *a* et *b*).

423. Asservissement des oscillations locales. — Nous avons déjà eu l'occasion de montrer qu'on pouvait considérer un tube électro-

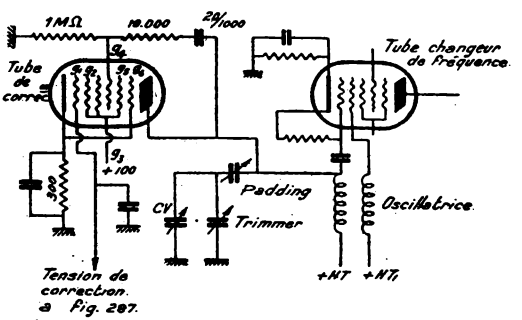


Fig. 289.

nique, monté spécialement, comme une réactance dont la valeur dépend de la *pente*. En agissant sur la tension de grille, on agit sur la pente et par conséquent, sur la valeur effective de la réactance. On a ainsi le moyen pratique de faire varier une fréquence, à l'aide d'une variation de tension.

Le tube de correction peut être un tube penthode, hexode ou octode.

Nous donnons un exemple de montage figure 289 utilisant un tube octode. C'est le montage que nous avons déjà décrit et qui permet, par exemple, d'obtenir une modulation en fréquence utilisable pour l'examen des courbes de sélectivité à l'oscillographe.

424. Inconvénients des dispositifs à correcteur automatique d'accord. — Bien que le principe en soit extrêmement séduisant, les dispositifs à correction automatique d'accord ne sont utilisés que dans certains récepteurs coûteux. Il en faut voir la cause dans la complication du système et dans les difficultés de mise au point qui sont assez grandes.

Il y a aussi d'autres raisons qu'il est facile de comprendre :

Lorsqu'on manœuvre un tel récepteur, on passe *brusquement* de l'écoute parfaite d'une station, à l'écoute parfaite d'une autre station. On ne peut savoir si l'emplacement du condensateur variable correspond rigoureusement à l'accord.

Ce qui détermine l'asservissement du récepteur, c'est uniquement l'amplitude des tensions transmises au dispositif de correction. Au voisinage d'une puissante station locale, la sélectivité apparente du récepteur pourra sembler mauvaise, car les tensions de correction seront suffisantes, même pour un très grand désaccord. Ainsi, par exemple, à Paris, en descendant la gamme des longueurs d'onde, il pourra sembler que l'audition de Rome est impossible pendant le fonctionnement de Paris P.T.T. Par exemple, on passera brusquement de l'audition de la station parisienne à celle de Munich. Par contre, en manœuvrant le condensateur dans l'autre sens, la sélectivité semblera meilleure.

Si le réglage correspond à un désaccord égal entre deux stations éloignées comme Radio-Toulouse et Hambourg, on observera que, suivant les hasards du fading, on entend parfaitement l'une ou l'autre station, le changement s'opérant brusquement, sans transition et sans intervention de l'auditeur.

Expansion des contrastes.

425. Généralités. — On tente de justifier l'utilité des procédés d'expansion des contrastes de la manière suivante :

Pendant l'audition directe d'une manifestation musicale quelconque (concert symphonique, opéra, etc...) le niveau sonore subit des variations considérables.

Ce qui détermine la puissance sonore de réception, c'est *la profondeur*

de modulation. Celle-ci ne peut naturellement pas dépasser le maximum de 100 %. En fait, pour assurer une reproduction acceptable, on ne peut guère dépasser 90 %. Ainsi se trouve fixé, semble-t-il, le niveau sonore de l'émission tout entière. Or, en réalité, le problème n'est pas aussi simple.

Suivre la règle précédente, c'est fixer la profondeur de modulation à son maximum pour le « fortissimo » de l'orchestre. Mais il n'y a pas toujours un « forte ». Le niveau moyen, variable avec le caractère et la nature de l'œuvre musicale, se trouve situé beaucoup plus bas. Dans ces conditions, la profondeur de modulation moyenne ne dépasserait pas 25 à 30 %. La puissance utile rayonnée par l'émetteur sera très faible par rapport à la puissance fournie par les tubes émetteurs. Les techniciens de l'émission considéreront alors que la puissance est inutilement gaspillée. Ils peuvent, de plus, opposer un autre argument.

En effet, si la profondeur moyenne ne dépasse pas 25 %, le taux descendra beaucoup plus bas encore dans un passage « piano » ou « pianissimo ». Elle atteindra peut-être 2 ou 3 % Elle sera, dans ce cas, du même ordre de grandeur que les irrégularités inévitables de l'onde porteuse, ce qui en rendra l'audition correcte à peu près impossible.

Le seul remède pratique à ces inconvénients est la *compression des nuances*.

La profondeur de modulation moyenne est élevée largement au-dessus de 50 % et, dans les « forte » de l'orchestre un opérateur réduit le taux de modulation de telle sorte qu'il ne puisse dépasser 90 à 95 %. Au contraire, dans les passages faibles, le taux, qui serait normalement inférieur à 10 %, est élevé au-dessus de cette valeur. Ces chiffres divers sont naturellement susceptibles de varier. Les stations anglaises ont, par exemple, une profondeur de modulation moyenne toujours notoirement faible. Cela permet, d'ailleurs, d'en obtenir une réception bien meilleure, la détection s'opérant dans des conditions plus favorables.

Des arguments différents conduisent au même résultat, quand il s'agit de la reproduction phonographique. L'amplitude maximum est, en effet, limitée par le pas des sillons. Quant à l'amplitude minimum, elle ne doit pas être inférieure aux inévitables défauts du sillon. L'écart disponible correspond à environ 45 décibels, alors que, dans l'audition directe, des écarts de 70 décibels ne sont pas exceptionnels.

Mais les « nuances » sont des éléments musicaux importants. L'interprétation d'une œuvre peut être complètement trahie si l'on modifie les rapports d'intensité. Or, nous avons montré que c'était pratiquement une nécessité technique.

Les systèmes d'expansion de contrastes ont pour but d'augmenter le niveau sonore des passages puissants et, au contraire, de baisser le niveau des passages peu intenses.

426. Principes utilisés. — On peut utiliser deux principes totalement différents.

a) Emploi d'un tube à pente variable.

Le principe est, en quelque sorte, le principe inverse des dispositifs régulateurs automatiques de sensibilité. Une fraction de la tension trans-

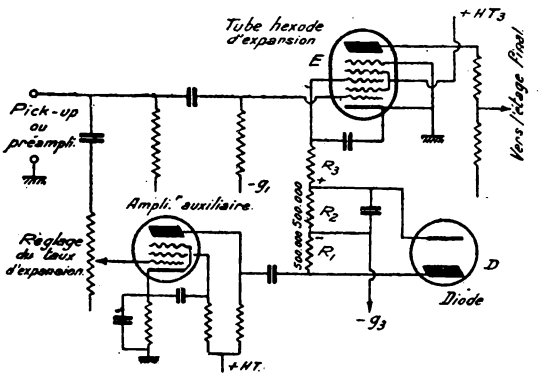


Fig. 290.

mise au haut-parleur, ou au tube de puissance, est rectifiée, et la tension continue ainsi obtenue sert à commander la polarisation d'un tube de préamplification, *dans le sens voulu.*

On utilisera comme tube préamplificateur un tube hexode (EH2 ou 6L7) ou un tube à tension d'écran glissante. On peut modifier la pente en agissant sur la troisième grille. Ce procédé a, ici, l'avantage d'éviter une courbure exagérée de la caractéristique et, par conséquent, la distorsion.

L'emploi de la contre-réaction est impossible avec le montage, car le procédé rend le gain indépendant des constantes des tubes.

Nous donnons (fig. 290) un schéma de réalisation. Les tensions d'entrée de l'amplificateur sont transmises au tube d'expansion E. Une fraction, réglable à l'aide d'un potentiomètre, est transmise à un tube penthode amplificateur. Les tensions de sortie sont transmises au diode D. Il en résulte une composante continue dans les résistances R_1 R_2. La tension aux bornes de R_2 a le sens indiqué par les signes + et —.

Elle vient donc en déduction de la polarisation initiale appliquée sur

g_3. Plus l'intensité est grande et plus le gain tend à être lui-même plus élevé.

Notons en passant que le même système peut servir à *la compression des nuances ;* il suffit d'inverser pour cela les connexions du diode.

b) *Systèmes utilisant un filament incandescent.*

D'autres sytèmes sont beaucoup plus simples. Ils utilisent la variation de résistance d'un filament avec la température. Soit, par exemple, le système fig. 291. Le secondaire du transformateur d'adaptation est shunté par une lampe spéciale à filament métallique L.

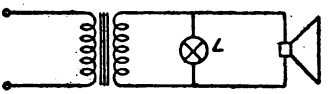


Fig. 291.

Lorsque la puissance acoustique est faible, la résistance de L est elle-même faible. Il y a donc une fraction importante de la puissance modulée qui est absorbée par le filament. Mais, pour une puissance plus grande, le filament s'échauffe et sa résistance augmente considérablement. L'effet de shunt tend à devenir négligeable. On notera que la résistance de L peut varier dans le rapport de 1 à 10 en cours de fonctionnement.

D'autres systèmes utilisent une lampe à filament carbone en série. Le résultat est identique.

Enfin, la variation de résistance du filament peut être utilisée pour faire varier le taux de contre-réaction de l'amplificateur. On obtient ainsi un effet d'expansion qu'on peut rendre très important.

427. Conclusion. — Les dispositifs d'expansion des contrastes introduisent donc une cause de modification des nuances qui n'est pas obligatoirement réciproque de la compression subie à l'émission. Nous avons souligné que les nuances avaient une importance très grande dans l'interprétation. Il y a là une grave objection contre l'emploi de ces montages.

Il en serait tout autrement si la loi de compression à l'émission était fixée d'une manière précise et n'était pas laissée à l'initiative d'un opérateur irresponsable. Dans la première hypothèse, il serait, en effet, possible de réaliser une loi d'expansion qui viendrait précisément compenser la loi de compression . On pourrait ainsi restituer aux transmissions musicales leur caractère original. Tant qu'il n'en sera pas ainsi, le principe même de l'expansion des contrastes sera fort discutable.

CHAPITRE XVIII

Mesures sur les récepteurs [1].

428. Généralités. — Les principales qualités d'un récepteur sont :

1°) *La sensibilité* qui lui permet de fournir une audition utilisable d'une émission faible;

2°) *La sélectivité* qui permet de séparer deux émissions dont les fréquences sont voisines;

3°) *La fidélité* qui lui permet de reproduire une large bande de fréquences acoustiques avec une distorsion faible;

4°) *La puissance* qui lui permet de fournir une grande puissance acoustique avec une faible distorsion.

Toutes ces qualités peuvent faire l'objet de mesures. Elles peuvent se traduire par des chiffres qui définissent exactement les possibilités du récepteur.

Ces chiffres sont généralement obtenus en exigeant du tube de sortie une puissance standard de 50 milliwatts. Avant de décrire les méthodes de mesures elles-mêmes, il nous semble nécessaire de rappeler brièvement quels sont les appareils indispensables. Certains d'entre eux ont déjà été décrits dans les volumes précédents. Nous nous bornerons à un bref rappel. Les principaux appareils sont :

a) *Générateur étalonné;*

b) *Générateur de fréquences musicales;*

c) *Milli-wattmètre;*

d) *Oscillographe et accessoires.*

429. Générateur étalonné [2]. — C'est un générateur de tensions de haute fréquence dont on connaît rigoureusement toutes les caractéristiques, c'est-à-dire :

1. Les essais sur les récepteurs ont fait l'objet d'un travail de normalisation de la part de la première section de la *Société des radioélectriciens*. Les essais indiqués dans les pages ci-après sont, à quelques détails près, conformes à ces normes. Toutefois, on trouvera le texte même de la *Société des radioélectriciens* dans la nouvelle édition de « L'art de la vérification et des mesures sur les récepteurs » (E. Chiron Editeur).

2. Voir tome III., n° 82.

1) Tension à haute fréquence fournie;
2) Fréquence de l'onde porteuse;
3) Fréquence de la modulation;
4) Profondeur de modulation.

On convient généralement que *l'émission standard* est modulée a un taux de 30 % par une fréquence sinusoïdale à 400 hertz

430. Antenne fictive. — La liaison entre le générateur étalonné et le récepteur que l'on essaie est réalisé par une antenne artificielle, ou antenne fictive, qui comporte en série : une résistance de 25 ohms, une bobine dont le coefficient de self-induction est de 20 microhenrys et une capacité de 200 picofarads.

Pour les fréquences supérieure à 1 500 kilohertz, on utilise une simple résistance non inductive de 400 ohms.

L'antenne fictive adoptée en Amérique par l'I.R.E. (Institute of Radio Engineers) correspond au schéma 293 *a*) donné plus loin. Elle s'applique à toutes les fréquences. Elle a été adoptée en France pour la détermination des récents standards.

431. Générateur de fréquences musicales. — C'est un appareil qui a été déjà décrit dans ce même volume. Pour certaines applications, en particulier pour les mesures de distorsion, il est indispensable que la tension fournie soit rigoureusement sinusoïdale. Le taux d'harmoniques doit être inférieur à 0,05 %.

Or, le taux d'harmoniques des générateurs usuels est de l'ordre de 2 %. On peut cependant utiliser ces appareils en intercalant un filtre entre l'appareil de mesure et le récepteur examiné. Un filtrage suffisant est obtenu en employant un simple circuit anti-résonnant, accordé sur la fréquence du générateur. Les éléments du circuit doivent présenter des pertes aussi réduites que possible.

432. Milliwattmètre. — C'est un appareil qui permet de mesurer la puissance modulée fournie par l'étage de sortie. Il comporte, en principe

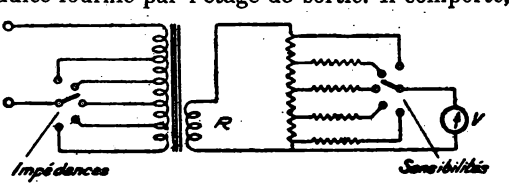


Fig. 292.

(fig. 292), un transformateur d'adaptation à prises multiples permettant de choisir l'impédance optimum pour l'étage de puissance que l'on exa-

mine. L'enroulement secondaire est fermé par une résistance de valeur connue aux bornes de laquelle on mesure la tension efficace à l'aide d'un voltmètre V dont les indications sont indépendantes de la fréquence.

De la lecture de E, il est facile de déduire la puissance : $W = \frac{E^2}{R}$, W est donnée en watts si E est exprimé en volts, et R en ohms. Le cadran de E peut être directement étalonné en watts.

L'appareil peut être prévu avec plusieurs sensibilités. Toutefois, il faut que l'impédance du secondaire demeure constante. Certains appareils du commerce (Biplex) sont prévus pour l'adaptation avec des impédances variant entre 1 000 ohms et 20 000 ohms (y compris les montages push-pull); ils permettent de mesurer commodément des puissances s'échelonnant entre 1 *milliwatt et* 50 *watts modulés.* La caractéristique de fréquence est pratiquement parfaite entre 50 et 10 000 hertz.

433. Puissance standard. — La plupart des mesures sont faites à la puissance standard de 50 milliwatts. *C'est une puissance extrêmement petite,* qui correspond à une audition en haut-parleur faible. On admet que, dans une pièce de dimensions courantes, la puissance normale pour obtenir une audition confortable doit être comprise entre 300 et 1 500 milliwatts.

On peut, toutefois, s'expliquer les raisons qui ont conduit au choix d'une puissance de référence aussi faible.

En effet, cette puissance doit pouvoir s'appliquer à des récepteurs de tous les modèles. Or, pour certains récepteurs à batteries, la puissance de 50 milliwatts représente presque le maximum admissible.

D'autre part, pour bien des récepteurs, cette puissance correspond à une tension de détection inférieure à la tension de retard, ou de délai. Il en résulte que l'on mesure ainsi la sensibilité vraie du récepteur et non le chiffre réduit qui résulterait de l'action du régulateur automatique de sensibilité.

Par contre, l'emploi d'une puissance aussi faible présente des inconvénients sérieux pour certaines mesures. Ainsi, par exemple, les courbes de sélectivité peuvent être notoirement différentes des courbes qui correspondraient au fonctionnement normal. Tout d'abord, l'amortissement produit par le détecteur diode diminue beaucoup quand l'amplitude augmente. Ensuite, la commande automatique de sensibilité a pour effet secondaire une augmentation de la résistance interne de tous les tubes asservis.

434. Emplois de l'oscillographe. — L'emploi de l'oscillographe rendra des services très grands dans de nombreux cas. Toutefois, nous avons

déjà insisté sur ce fait que, dans bien des domaines, il faut considérer l'oscillographe plus comme un instrument de comparaison que comme un instrument de mesure. Cette limitation est due à la nécessité presque constante d'utiliser un amplificateur avant les plaques de déflection.

Nous signalerons, chemin faisant, les emplois spéciaux que peut présenter le tube à rayons cathodiques.

Mesures de sensibilité.

435. Définition. — *Pour mesurer la sensibilité d'un récepteur on lui transmet une tension à haute fréquence modulée à 30 %, par une fréquence de 400 hertz, par l'intermédiaire d'une antenne artificielle. Le chiffre qui mesure la sensibilité est la tension efficace nécessaire pour produire une puissance modulée de 50 milliwatts, dans le circuit anodique de l'étage final, la charge étant purement ohmique.*

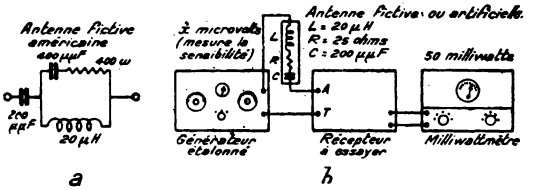


Fig. 293.

La méthode de mesure, ainsi que le schéma d'application (fig. 293), découlent immédiatement de la définition.

Quelques remarques sont nécessaires.

a) Tout d'abord, il est regrettable que le chiffre qui mesure la sensibilité soit d'autant plus faible que la sensibilité est plus grande.

Ainsi, un récepteur très sensible aura une sensibilité de 5 à 10 microvolts, et un récepteur destiné à l'écoute d'une station locale, donc beaucoup moins sensible, aura une sensibilité de 20 000 microvolts.

b) Il est indispensable de noter que le chiffre qui définit la sensibilité est mesuré, non pas entre les bornes antenne et terre, mais *entre l'extrémité de l'antenne fictive et la terre.*

c) La sensibilité d'un récepteur peut varier du simple au double le long d'une gamme; les écarts d'alignement, les variations d'impédance des circuits accordés peuvent l'affecter considérablement.

Si l'on veut juger des possibilités réelles d'un récepteur, *il faut tracer les courbes de sensibilité,* c'est-à-dire les courbes donnant la valeur de la sensibilité en fonction de la fréquence.

436. Courbes de sensibilité. — Nous avons déterminé, figure 294, les courbes de sensibilité sur la gamme P.O. d'une série de récepteurs. Ces diagrammes permettront à nos lecteurs d'avoir des idées précises sur la sensibilité qu'on peut attendre de tel ou tel montage.

Le récepteur le moins sensible, auquel correspond la courbe I, comportait un tube détecteur, utilisant la détection grille, avec une penthode et un tube penthode de sortie. La sensibilité moyenne est de l'ordre de 50 000 microvolts. Pratiquement, ce récepteur donnait une audition

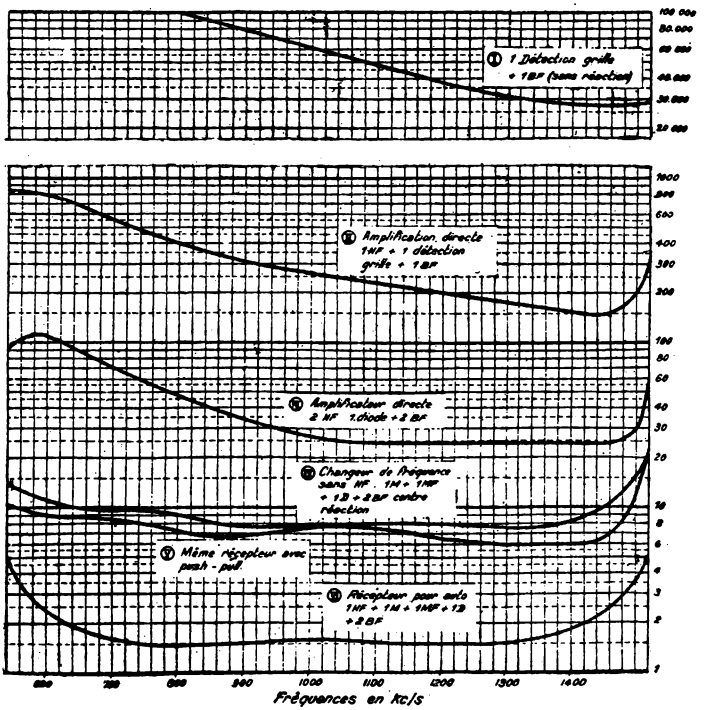


Fig. 294.

confortable des stations locales. Il est important de souligner qu'il s'agissait *d'un montage sans réaction.* On peut dire que l'emploi d'une réaction confère à l'appareil une sensibilité presque illimitée. Tout dépend de la douceur du contrôle de la réaction. En tout cas, le même montage, avec réaction, peut *très facilement* atteindre une sensibilité de l'ordre de 15 à 20 microvolts.

Le second récepteur (courbe II) comportait les mêmes éléments, mais était précédé d'un étage d'amplification à haute fréquence équipé d'un

tube penthode. On remarquera que, d'une extrémité de la gamme à l'autre, la sensibilité varie de 150 à 825 microvolts. Nous avons expliqué la raison de ce fait plus haut.

Le troisième récepteur (courbe III) comportait deux étages de haute fréquence, un détecteur diode, un tube penthode préamplificateur et un tube penthode de puissance. La sensibilité variait de 25 à plus de 100 microvolts.

La variation apparaît immédiatement moins grande pour le récepteur IV. C'est un changeur de fréquence sans étage de haute fréquence. Il est équipé avec des bobinages d'accord et de moyenne fréquence (472 kHz) à fer divisé. Le tube BF est une penthode, ainsi que le tube de puissance. Il y a un taux de contre-réaction assez important.

On remarquera que la sensibilité est pratiquement constante tout le long de la gamme, sauf aux deux extrémités, où l'écart provient en partie de l'erreur inévitable d'alignement. La sensibilité moyenne est de l'ordre de 3 à 9 microvolts.

La courbe suivante (V) correspond à un récepteur dont les parties haute et moyenne fréquence sont à peu près semblables. La partie BF comporte, après le tube préamplificateur, un tube de déphasage suivi de 2 tubes penthodes montés en classe A/B.

Il y a un taux de contre-réaction légèrement plus réduit que dans le cas précédent, ce qui explique que la sensibilité moyenne est de l'ordre de 7 à 8 microvolts.

Enfin, le dernier récepteur (VI) est un appareil pour automobile, il comporte un tube HF avant le changement de fréquence, La sensibilité atteint 1,5 microvolts. On peut, d'ailleurs, dans ce même récepteur, l'augmenter encore en couplant davantage les circuits de haute fréquence. On peut considérer ce chiffre (1,5 microvolt) comme la limite utilisable. En l'absence de toute réception, l'appareil fait entendre un bruit de fond très notable. C'est ce bruit de fond qui constitue la vraie limitation. Ce bruit est dû aux fluctuations électroniques dans les différents circuits. C'est l'agitation thermique qui peut, d'ailleurs, être évaluée sous forme d'une tension. Son action nuisible augmente en même temps que la fréquence de réception.

437. Sensibilité des récepteurs usuels. — Il est intéressant de noter les ordres de grandeur des chiffres de sensibilité pour les récepteurs usuels.

La limite utilisable est atteinte par un appareil à changement de fréquence comportant un tube HF et un tube MF. Elle est de l'ordre de 0,5 à 3 microvolts.

Le changeur de fréquence, de très bonne qualité, sans étage de haute fréquence, a une sensibilité comprise entre 5 et 15 microvolts.

Un appareil de même schéma, mais de construction plus ordinaire, accusera une sensibilité de 15 à 20 microvolts.

Le même changeur de fréquence, sans tube préamplificateur de basse fréquence, avec détecteur diode suivi d'un tube penthode à grande pente, a généralement une sensibilité comprise entre 40 et 100 microvolts.

Les chiffres qui mesurent la sensibilité sur les gammes d'ondes courtes sont généralement très inférieurs.

438. — Remarques sur les mesures de sensibilité. — On peut faire une grave objection aux mesures de sensibilité effectuées suivant la méthode normalisée que nous avons décrite. C'est de faire intervenir le gain de l'amplificateur de basse fréquence.

En effet, suivant l'importance de ce gain, deux récepteurs dont les sensibilités mesurées sont égales, pourront se comporter d'une manière très différente dans l'utilisation pratique. Ces différences seront dues au fait que la détection des signaux faibles obéit toujours à une loi logarithmique. Pour cette raison, un signal normalement audible sur un récepteur sera inutilisable sur l'autre, parce que la tension soumise au détecteur sera beaucoup trop faible.

Il serait, théoriquement, plus logique de mesurer la sensibilité en appréciant la tension transmise à l'entrée de l'amplificateur de basse fréquence. Ce procédé n'a pas été adopté parce que la mesure serait beaucoup plus difficile et exigerait une modification de branchement du châssis soumis aux essais.

439. Mesures de sélectivité. — Il n'est pas possible d'exprimer la sélectivité par un simple chiffre, comme on l'a fait pour la sensibilité. Il est indispensable de tracer une courbe.

Le principe du montage demeure celui de la figure 293. On procédera de la manière suivante :

Le récepteur sera réglé exactement comme pour la mesure de sensibilité, c'est-à-dire que la tension d'entrée, modulée à 400 hertz, avec une profondeur de modulation de 30 %, sera telle que la puissance de sortie soit de 50 milliwatts.

Après quoi, on désaccorde le générateur étalonné d'une petite quantité : 1 ou 2 kilohertz, par exemple. On note quelle doit être la tension fournie par le générateur pour maintenir la puissance de sortie à 50 milliwatts.

On désaccorde de nouveau d'une quantité connue, puis on fait la même mesure.

Il est important de noter que, pendant ces mesures, le régulateur automatique de sensibilité ne doit pas entrer en action. S'il en était autrement, c'est-à-dire si le délai d'action était trop faible ou, s'il ne s'agissait pas d'un régulateur différé, il faudrait supprimer son action pendant la mesure.

Les résultats obtenus sont relevés dans un tableau et serviront à tracer la courbe de sélectivité du récepteur qui a naturellement l'allure d'une courbe de résonance. Il ne s'agit pas, en réalité, d'une vraie courbe de résonance. Celle-ci traduirait, en effet, la variation des tensions à haute fréquence transmises au détecteur en fonction du désaccord.

La courbe de sélectivité pourra se tracer avec une échelle linéaire pour les désaccords et une échelle logarithmique pour les tensions d'entrée. On pourra aussi exprimer les tensions d'entrée en décibels par rapport à un niveau de référence choisi comme niveau zéro. La première solution aura l'avantage de permettre de connaître d'un seul coup d'œil la sensibilité du montage, puisque ce sera, précisément, l'ordonnée minimum de la courbe.

Pour cette mesure, il sera nécessaire que le générateur étalonné soit prévu avec une très grande démultiplication.

Les graduations, très fines, devront permettre d'apprécier des écarts de fréquence de moins d'un kilohertz.

Un procédé très commode et très précis consistera à mesurer le désaccord à l'aide d'un second générateur servant de référence.

Ce second générateur, qui peut être un simple oscillateur n'est pas modulé. Il est accordé en permanence sur le récepteur et sert, en même temps, de contrôle d'accord. Le désaccord du deuxième générateur est mesuré en comparant la hauteur du sifflement d'interférence obtenu avec l'émission du générateur de fréquences musicales. Il suffit de dériver une fraction des tensions de sortie de ce dernier vers le milliwattmètre. On observe des battements de l'indicateur de mesure au voisinage de l'accord. On peut ainsi mesurer le désaccord avec une très grande précision.

Pratiquement, on procédera comme suit (fig. 295) :

1°) Réglage de G pour que l'indication de W soit de 50 milliwatts, avec une émission modulée de 30 % par hertz.

2°) Couper la modulation de G pour éviter les fausses interprétations.

3°) Mettre M en marche et régler son index sur 1 000 hertz par exemple.

4°) Accorder H sur le récepteur après avoir coupé G.

5°) Désaccorder G de telle sorte que la fréquence d'interférence avec H soit de 1 000 hertz . On observera au voisinage de l'accord des vibrations de l'aiguille de W, puis des battements de plus en plus longs. Avec des appareils stables et précis, on peut régler G de telle sorte que la période des battements soit de plusieurs secondes.

A ce moment, le désaccord est exactement de 1 kilohertz (ou de 1 000 hertz), sous réserve, naturellement, que M soit correctement étalonné. Une erreur de 2 % de l'appareil M correspond à un écart de 20 hertz. Si l'essai est fait à 1 000 kilohertz ($\lambda = 300$ mètres) l'erreur relative, due à cette cause, est de $\frac{20}{1\,000\,000}$ ou 0,002 %. C'est donc beaucoup moins que

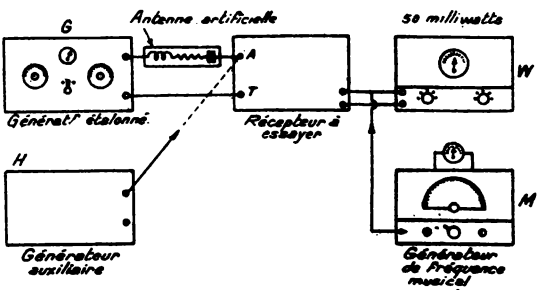


Fig. 295.

ne permettrait la plus fine graduation du cadran de G.

6°) Couper provisoirement (ou déconnecter) H et M. Faire la mesure en remettant en circuit la modulation à 400 hertz .

7°) Mesurer la tension nécessaire entre les bornes de sortie de G pour que l'indication fournie par M soit de 50 milliwatts.

Il va sans dire qu'on peut choisir une tout autre puissance de référence si on le désire. Pour cette mesure on peut sans inconvénient remplacer le milliwattmètre par un voltmètre de sortie d'un type quelconque (outputmeter). La courbe obtenue dans ces conditions aura la même allure générale mais ne correspondra pas aux spécifications normalisées.

Pour l'étude complète d'un appareil, il est indispensable de relever la courbe complète de sélectivité pour plusieurs fréquences. Par exemple, dans la gamme d'ondes moyennes, on choisira les fréquences 1 400 — 1000 et 550 kHz. Dans la gamme grandes ondes : 175, 200 et 275 kHz.

440. Exemple de courbes obtenues (fig. 296). — Nous avons tracé, figure 296, les courbes de sélectivité de quelques-uns des récepteurs dont les courbes de sensibilité ont été tracées figure 294. La grande sélectivité

du récepteur I se traduit par une atténuation considérable des fréquences élevées. Toutefois, elle représente à peu près ce qu'il est nécessaire d'obtenir pour donner satisfaction à la clientèle des auditeurs. On notera plus loin (mesure de fidélité) qu'une telle courbe se traduit obligatoirement par une atténuation notable des fréquences élevées. Mais, si le défaut de sélectivité est facile à mettre en évidence, il faut bien reconnaître que le défaut de fidélité passe facilement inaperçu de l'acheteur.

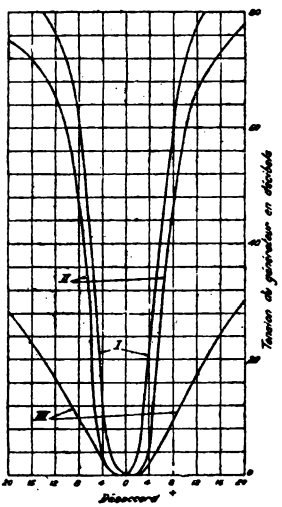


Fig. 296.

La courbe II est celle d'un récepteur spécialement étudié, à haute fidélité musicale. L'atténuation atteint 30 décibels pour un désaccord de 6 kilohertz. Il faut donc encore s'attendre à une réduction notable d'amplitude des fréquences élevées.

La sélectivité du récepteur III est insuffisante pour permettre une audition correcte des principaux émetteurs européens.

L'atténuation ne dépasse pas 3 décibels pour un désaccord de 6 kilohertz.

On notera que ces courbes ne sont pas parfaitement symétriques. Il ne s'agit là que de résultats accidentels dus aux récepteurs soumis aux essais.

441. Emploi de l'oscillographe. — Le relevé des courbes de sélectivité est un travail minutieux et très long. Il est tout à fait impossible de se livrer à ce travail pour tous les récepteurs d'une série.

L'oscillographe cathodique, conjugué avec une base de temps et un générateur de haute fréquence, *modulé en fréquence*, permet de faire apparaître instantanément un tracé dont l'allure générale est celle des courbes figure 296.

Pour qu'on puisse utiliser cette courbe comme celles de la figure 296, il faudrait être assuré que la modulation en fréquence est parfaitement linéaire et en connaître exactement les caractéristiques. De plus, il est impossible de savoir d'avance comment un récepteur réagit à cette modulation spéciale.

Toutefois, il est extrêmement intéressant de pouvoir s'assurer instantanément de l'allure générale de la courbe de sélectivité. On peut ainsi reconnaître si elle est approximativement symétrique, si son allure est rectangulaire ou, au contraire, exagérément pointue, si elle présente des accidents (double pointe, etc...). L'oscillographe permet de se rendre compte de tout cela...

Il permet aussi de se rendre compte instantanément de l'effet d'une modification : augmentation ou diminution de couplage des enroulements MF, par exemple.

Enfin, on peut encore comparer la courbe obtenue avec l'appareil en examen à la courbe de la maquette ou du prototype de la série. Dans ce but, on pourra tracer la courbe type sur un transparent placé devant l'écran de l'oscillographe.

Mesures de fidélité.

442. Généralités. — De même que pour la sélectivité, on ne pourra traduire la fidélité du récepteur que par l'intermédiaire d'une courbe. On pourra procéder de deux manières différentes que nous indiquerons plus loin.

La courbe de fidélité est obtenue en remplaçant le haut-parleur par un instrument indicateur. On ne peut donc pas en déduire, à coup sûr, la qualité de reproduction que l'appareil donnera. En dernier ressort, tout dépendra de la qualité du haut-parleur.

Pour avoir la courbe de fidélité totale du récepteur, il faudrait mesurer *acoustiquement* les résultats qu'il donne. Pour cela, on placerait un microphone devant le haut-parleur et l'on mesurerait ainsi l'amplitude des vibrations sonores pour les différentes fréquences.

La mesure exigerait l'emploi d'un matériel considérable.

On peut, dans une certaine mesure, déduire l'allure probable de la courbe de fidélité d'après la courbe de sélectivité. Il est facile d'observer à partir

de quelles fréquences l'atténuation des bandes latérales commence à se faire sentir. Mais d'autres actions, dont il est impossible de prévoir l'effet, s'ajoutent à celles-là : atténuations dues aux capacités parasites, effet possible de la réaction négative; atténuations des fréquences basses dues aux éléments de liaison, etc., etc...

Le schéma général pour le relevé de la courbe de fidélité est donné figure 297.

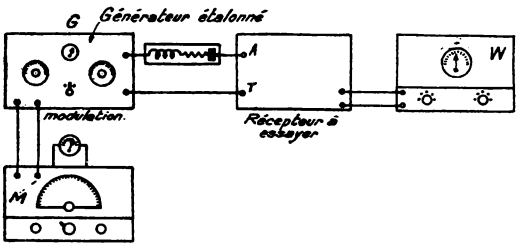


Fig. 297.

443. Première méthode. Tension d'entrée constante. — Le générateur de fréquences musicales est réglé de manière à moduler le générateur étalonné avec une profondeur de 30 %. La fréquence choisie est de 400 hertz, par exemple. La puissance de référence peut être quelconque. On choisira, par exemple, 50 milliwatts.

Si le générateur de fréquences musicales fournit une tension constante, comme doit le faire un appareil de bonne qualité, il suffira de mesurer W en fonction de la fréquence. Si cette tension n'est pas constante, il faudra régler à 30 % la profondeur de modulation pour chacune des fréquences faisant l'objet d'une mesure. Les différentes puissances de sortie seront appréciées en décibels par rapport à la puissance de référence.

444. Deuxième méthode. Tension de sortie constante. — Le générateur étalonné, modulé à 400 hertz , avec un taux de 30 % est réglé pour donner une puissance de sortie de 50 milliwatts. On modifie la fréquence de modulation, le taux étant toujours de 30 %. On règle la tension du générateur étalonné de telle sorte que la puissance de sortie soit maintenue à 50 milliwatts — ou à tout autre niveau choisi comme référence. On note cette tension et on traduit, en décibels, son rapport avec la tension de référence.

L'allure générale de la courbe est la même qu'avec la méthode précédente. Elle n'est toutefois pas rigoureusement identique. Le détecteur ne travaille pas dans les mêmes conditions qu'avec l'autre méthode. Il peut

recevoir, pour une même fréquence, des tensions notoirement différentes, ce qui explique précisément les écarts observés.

445. Résultats obtenus. — Nous avons relevé figure 298 les courbes de fidélité des deux récepteurs (méthode avec tension d'entrée constante). Le graphique I est relatif à un excellent récepteur commercial, dont la courbe de sélectivité a été donnée en I, figure 296. L'atténuation atteint déjà 2 décibels à 1 000 hertz. On peut dire que les fréquences supérieures à 3 500 hertz sont pratiquement éliminées. Pour peu que le

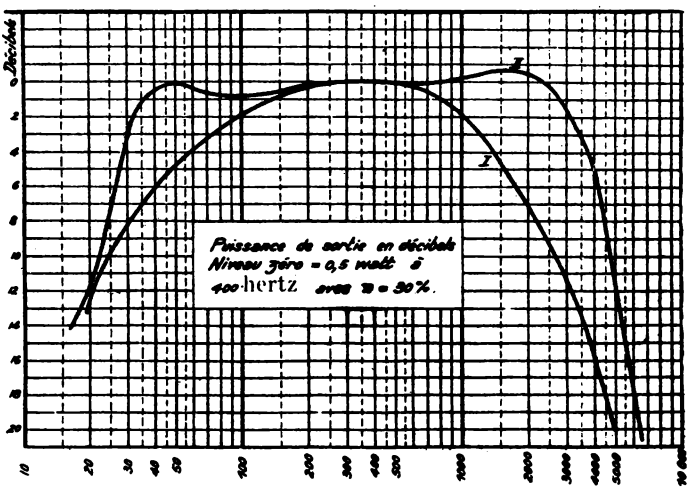


Fig. 298.

haut-parleur soit moins sensible aux fréquences élevées, il est clair que la bande de fréquences réellement transmise sera extrêmement mince. Nous insistons sur ce fait que cette courbe est celle d'un bon récepteur de qualité moyenne et que de nombreux récepteurs commerciaux présenteraient une courbe beaucoup plus défavorable.

Le graphique II concerne le récepteur dont la courbe de sélectivité a été donnée en II, figure 296. De plus, le récepteur est utilisé avec un dispositif à contre-réaction permettant d'augmenter le gain pour les fréquences aiguës. Quant à l'amélioration des fréquences basses, elle est due à la grandeur des condensateurs de liaison, ainsi qu'à l'emploi de la réaction négative.

On peut considérer que les fréquences acoustiques sont également transmises entre 30 et 4 000 hertz (à 5 decibels près). Toutefois, il faut encore

souligner que la sélectivité d'un tel récepteur pourrait commercialement être jugée insuffisante.

Quant à la reproduction, telle que l'oreille peut la juger, elle apparaît à la plupart des auditeurs comme d'une qualité tout à fait exceptionnelle.

446. Mesure du taux de distorsion. — La mesure du taux de distorsion peut se faire de différentes manières. Il existe des appareils dits « Analyseurs » qui permettent de mesurer directement l'amplitude des différentes composantes d'une tension complexe.

Le récepteur sera alimenté par un générateur étalonné modulé avec un taux connu. Il est extrêmement important que le générateur de fréquences musicales donne une tension sinusoïdale pure, sinon il serait impossible de faire la différence entre les tensions harmoniques provenant du générateur et celles qui sont dues à l'amplificateur.

On considérera que la tension est pure si le taux de distorsion est inférieur à 0,05 %.

Si le taux de distorsion est supérieur, il faudra prendre des dispositions nécessaires pour éliminer les harmoniques. Le résultat peut être obtenu assez simplement en shuntant les bornes de sortie du générateur par un circuit oscillant de bonne qualité, accordé sur la fréquence de modulation.

La tension de sortie du récepteur est alors soumise à l'analyseur qui permet d'en tracer exactement le *spectre* [1]. On peut alors mesurer le taux de distorsion.

Il est important de mesurer cette constante en fonction de la tension de sortie et, également, en fonction de la profondeur de modulation.

447. Autres méthodes. — L'analyseur d'harmoniques est un appareil extrêmement coûteux. Pour cette raison, il sera souvent indispensable de faire appel à une autre méthode plus simple, ou, du moins, plus facilement réalisable sans matériel spécial.

Le principe général dont l'application prête à plusieurs variantes est le suivant :

A la sortie du récepteur on dispose un filtre éliminateur très efficace, accordé sur la fréquence de modulation (400 Hz, par exemple). La courbe de transmission de ce filtre doit être assez abrupte pour que l'atténuation des fréquences, 600 ou 700, soit absolument négligeable.

Les tensions qui demeurent représentent évidemment l'amplitude totale des harmoniques. Un milliwattmètre permettra de mesurer la puis-

1. Voir tome I, n° 286.

sance correspondante. Le même appareil permettra de connaître la puissance totale. Le rapport des deux chiffres fournira le taux de distorsion cherché.

Si, comme c'est le cas habituel, le filtre utilisé apporte une atténuation de la bande passante, il sera facile d'en tenir compte.

On peut aussi éliminer la fréquence fondamentale non pas par un filtre, mais par une méthode de Pont.

448. Caractéristique du régulateur automatique de sensibilité. — Les courbes de régulation des figures 277 et 283 ont été relevées en mesurant la tension transmise au détecteur en fonction de la tension d'entrée, non modulée. Il suffit, pour cela, d'utiliser un générateur étalonné et un voltmètre amplificateur. On peut, plus simplement, utiliser une tension d'entrée modulée et mesurer la tension de sortie au milliwattmètre. Cette méthode fait intervenir l'efficacité de la détection. L'allure de la caractéristique obtenue sera donc légèrement différente pour les très faibles tensions d'entrée. Toutefois, dans l'ensemble, elle aura exactement l'aspect des courbes publiées.

CHAPITRE XIX

Dépannage systématique d'un récepteur.

449. Généralités. — Un récepteur qui vient d'être construit est, très fréquemment, un récepteur en panne. Avant de le mettre au point, il faut, d'abord, le faire fonctionner, c'est-à-dire dépister les causes de panne et y porter remède.

Il existe, en principe tout au moins, une différence capitale entre le dépannage d'un récepteur qui sort de fabrication et celui qu'un accident fortuit a rendu muet. On doit supposer que le second ne comporte pas d'erreur de câblage. En effet, il ne peut en être autrement puisque le récepteur a fonctionné. Mais, dans le premier cas, il est possible que certaines connexions soient oubliées ou, ce qui est encore plus grave, qu'il y ait des erreurs de câblage.

En pratique, il arrive souvent que les deux cas se confondent. Un récepteur en panne peut avoir été mis entre les mains d'un spécialiste incompétent. Celui-ci s'est livré à des recherches et, souvent, a opéré des modifications de câblage. Ces initiatives malheureuses ont transformé le dérangement peu grave en une maladie sérieuse.

Le problème du dépannage est important. Nous lui avons consacré un ouvrage tout entier dans lequel tous les cas de panne les plus usuels ont été successivement classés et examinés, en soulignant les symptômes par lesquels ils peuvent se traduire [1].

Nous nous bornerons ici à décrire les principes généraux, applicables à tous les types de récepteurs. Nous allons, tout d'abord, supposer que le récepteur ne fonctionne pas du tout. Lorsque le récepteur commencera à fonctionner, l'opération sera surtout du domaine de la mise au point, puisqu'il ne s'agira plus que d'améliorer le fonctionnement pour le rendre aussi bon que possible.

450. Vérifications préliminaires. — Il faut noter qu'une erreur de branchement peut être fatale à certains tubes. S'il y a, par exemple, un

1. *L'Art du Dépannage et de la Mise au point des récepteurs de radio*, par L. Chrétien, 1 volume de 190 pages. Editions Chiron, Paris.

court-circuit dans la tension anodique, il est évident que la valve est en grave danger. Il en est de même pour les autres tubes si, par exemple, la grille de commande a été reliée au pôle positif de la haute tension.

Avant de mettre les tubes sur leur support, il est donc prudent de faire certaines vérifications. Nous conseillons de procéder de la manière suivante :

1°) S'assurer que la tension de branchement du récepteur correspond bien à la nature (continu ou alternatif) et à la tension du secteur.

Brancher l'appareil sur le courant, tourner l'interrupteur sans qu'aucune lampe ne soit sur le châssis, pas même les lampes d'éclairage du cadran. Mesurer ainsi l'intensité de courant. Celle-ci doit être très faible. On ne mesure, en effet, que le *courant à vide* du transformateur. Si celui-ci est de bonne qualité, le courant à vide doit être inférieur à 100 milliampères.

Une intensité largement supérieure révélerait un court-circuit dans le câblage ou un défaut du transformateur.

2°) Mesurer les tensions à vide :

a) Tension de chauffage à tous les supports de lampes;

b) Tension de chauffage de la valve;

c) Tension entre chaque anode et la cathode de la valve (pouvant varier entre 250 et 400 volts).

Toutes ces tensions doivent être supérieures aux tensions « en charge » (de 5 à 10 %).

3°) Couper le courant, puis s'assurer que les condensateurs de filtrage sont branchés dans le sens correct. Mesurer la résistance qui existe entre + et — haute tension. Une resistance nulle signifierait un court-circuit. Toutefois, on observera que la résistance d'un condensateur électrolytique peut être sensiblement nulle pour un certain sens de circulation du courant. La mesure de la résistance est faite généralement à l'aide d'un ohmmètre à lecture directe [1] dont le schéma de principe est donné figure 299. La vérification doit donc être faite en branchant le point *a* à la masse du châssis et le point *b* au pôle positif. Il est impossible d'indiquer la valeur qu'on doit trouver : cela dépend du montage.

Elle doit être, au minimum, de plusieurs milliers d'ohms.

4°) Vérifier que la résistance est très élevée entre chaque grille de commande et la haute tension.

5°) Vérifier que chaque anode est reliée à la haute tension. La résis-

1. Voir tome III, n° 65.

tance en circuit varie suivant le montage du tube. Elle est toujours inférieure à 500 000 ohms.

6°) Vérifier la liaison des grilles écran.

7°) Vérifier la liaison des cathodes et de la masse.

451. Mise sous tension. — Ces vérifications étant faites, on pourra mettre l'appareil sous tension, après avoir mis les tubes sur leurs supports. Il va sans dire que ces tubes auront été préalablement vérifiés.

La première opération sera la vérification des tensions. On utilisera pour cela un voltmètre à grande résistance (au moins 1 000 ohms par volt).

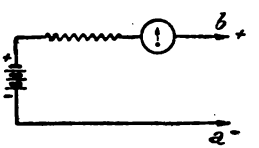


Fig. 299.

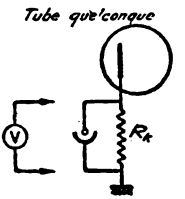


Fig. 300.

Malgré cette consommation réduite, beaucoup de lectures seront fausses. Par exemple : celles des tensions anodes et écran et des tubes couplés par résistance.

Mais cela n'a pas une grande importance, car on cherche surtout à connaître si les électrodes des tubes sont alimentées normalement, et si les cathodes débitent effectivement une certaine intensité.

S'il existe une tension entre les extrémités d'une résistance de cathode, c'est évidemment qu'il y a un courant cathodique (fig. 300). Si la tension est nulle, on peut faire les deux hypothèses suivantes :

a) la lampe ne débite aucun courant;

b) le condensateur de cathode C_k est en court-circuit.

Il est facile, en débranchant C_k de discriminer les deux cas et de tirer les conclusions nécessaires.

Si la résistance de cathode est coupée, la tension entre cathode et masse est égale à la tension anodique. L'examen du schéma permet de voir immédiatement les raisons de cette anomalie apparente. Quand le condensateur de cathode ne peut supporter une tension élevée, il en résulte un claquage, suivi d'un court-circuit. Lorsqu'on notera que la cathode est est mise à la masse par un court-circuit du condensateur il faudra donc toujours vérifier la résistance.

452. Interprétation des symptômes. — Lorsqu'on observera un symptôme anormal, on devra, en s'aidant du schéma, s'efforcer de dégager

la cause de l'anomalie. Choisissons un seul cas; pour les autres cas, on utilisera une série de raisonnements semblables. Pour plus de détails, nous prions nos lecteurs de consulter l'ouvrage déjà cité, et celui qui lui fait suite [1].

Du schéma d'un appareil quelconque, isolons le circuit d'alimentation anodique (fig. 301). Normalement, la tension V_a doit être de 250 volts et la tension V_e de 125 volts (tension d'excitation), pour le modèle d'appareil que nous examinons. Cela suppose un débit normal du récepteur de 50 milliampères. Il est, d'ailleurs, facile de connaître, à peu de chose près, quelle doit être l'intensité anodique d'un récepteur quelconque. Il suffit de

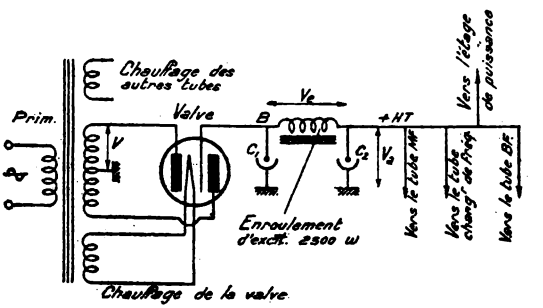


Fig. 301.

faire la somme des intensités anodiques de chaque lampe et d'ajouter les intensités d'écran, et celles des divers « Ponts ».

Or, aux essais, nous pouvons observer des tensions anormales. Nous allons examiner quelles seront les conclusions possibles.

1°) *Toutes les tensions continues sont faibles.* Par contre, la tension alternative fournie par le transformateur est normale (2 × 375 volts efficaces).

a) Il est possible que la résistance interne de la valve soit anormalement grande.

b) La capacité du condensateur C_1, est insuffisante [2].

C'est un accident qui arrive fréquemment dans les récepteurs qui ont été longtemps utilisés. Le condensateur C_1 s'est desséché, l'électrolyte s'est cristallisé, et la capacité effective a diminué dans des proportions considérables.

c) Le courant de fuite du condensateur C_1 est anormalement grand.

1. *L'Art de la Vérification et des Mesures pratiques en radio*, par L. Chrétien, 1 volume de 160 pages, Editions Chiron, Paris.

2. Voir tome II, nos 186 et suivants.

On déterminera l'hypothèse exacte, en s'assurant de la qualité de la valve, ce qui élimine la première hypothèse.

Après quoi, on doublera C_1 par un autre condensateur, ce qui permettra de choisir entre *b*) et *c*).

2°) *La tension V_a est faible, mais V_e est anormalement élevée.*

On mesurera, par exemple $V_e = 175$ volts et $V_a = 190$ volts. On peut conclure de cela qu'une intensité anormale traverse l'enroulement V_e.

On peut faire quelques hypothèses :

a) L'intensité prise par l'étage final est exagérée. La polarisation est, par exemple, en court-circuit.

b) Il y a un court-circuit partiel dans le circuit de haute tension. Celui-ci sera, en général, facile à localiser, car le court-circuit sera le siège d'un échauffement anormal. Faute de le trouver immédiatement on aura toujours la ressource de débrancher successivement tous les circuits et d'observer si le fait de débrancher l'un d'eux amène la disparition du défaut. Une exception doit être faite pour l'étage final. Son débranchement pourrait avoir pour conséquence une augmentation anormale de tension. S'il s'agit d'un tube penthode, il faut, surtout, éviter de débrancher le circuit d'anode sans débrancher le circuit d'écran.

Il sera préférable d'insérer un milliampèremètre dans le circuit de plaque pour vérifier l'intensité (sensibilité 300 milliampères).

c) Le condensateur C_2 a un courant de fuite anormalement élevé.

3°) *La tension V_e est faible, mais V_a est anormalement élevée.*

C'est l'hypothèse inverse de la précédente. On peut en conclure que l'intensité qui traverse V_e est trop faible. Nous sommes en présence d'un des cas suivants :

a) L'intensité prise par l'étage final est trop faible (polarisation excessive).

b) Un des circuits n'est pas branché ou, pour une raison quelconque, n'emprunte qu'une intensité réduite.

453. Méthode d'élimination. — L'exemple précédent permet de comprendre exactement les règles à suivre. Il faudra, en somme, suivre les conseils de Descartes :

« Le premier était de ne recevoir aucune chose pour vraie que je ne la connusse évidemment être telle ;

« Le second de diviser chacune des difficultés que j'examinerais en autant de parcelles qu'il se pourrait et qu'il serait requis pour les mieux résoudre ;

« Le troisième de conduire par ordre mes pensées en commençant par les objets les plus simples et les plus aisés à connaître ;

« Et le dernier de faire partout des dénombrements si entiers et des revues si générales que je fusse assuré de ne rien omettre. (*Descartes, Discours de la Méthode, 2e partie.*)

Le « découpage » des difficultés sera naturellement effectué en tenant compte des différents symptômes observés : silence, bruit anormal, tension anormale, intensité trop faible, etc... Nous recommandons vivement d'avoir recours au schéma de l'appareil et, mieux encore, d'isoler les parties du schéma qui peuvent être en cause, comme nous l'avons fait figure 301.

En suivant cette méthode logique, on doit nécessairement aboutir au résultat. A mesure que l'on fait de nouvelles vérifications, le champ des hypothèses doit se resserrer de plus en plus. Il faut, surtout, éviter de vérifier, au hasard, tel ou tel circuit, sur l'inspiration du moment. Il est indispensable de se laisser guider logiquement par les symptômes observés.

Soit, par exemple, un appareil qui ne fonctionne pas. Nous avons vérifié les lampes. Le haut-parleur est normal. Il s'agit de localiser le mal qui peut être en un endroit quelconque du circuit. Les tensions sont normales.

Nous pouvons diviser cet appareil en plusieurs parties :

1) Alimentation (que nous supposons normale) ;
2) Circuits de basse fréquence ;
3) Circuit de moyenne fréquence et de détection ;
4) Circuit de changement de fréquence.

Il s'agit de localiser le défaut. Nous emploierons, comme nous l'avons dit, la méthode éliminatoire. Nous commencerons par nous assurer du fonctionnement des circuits d'amplification à basse fréquence. Il sera facile de brancher un « pick-up » et d'écouter le résultat. A défaut d'un « pick-up », il suffit de toucher du doigt la grille du tube préamplificateur de basse fréquence pour déclancher des bruits puissants dans le haut-parleur, si l'amplificateur fonctionne.

Après quoi, nous nous assurerons du fonctionnement de l'amplificateur de moyenne fréquence. Un ondemètre, réglé sur la fréquence voulue, permettra de faire cette vérification. La borne de sortie de l'hétérodyne sera légèrement couplée avec la plaque du tube changeur de fréquence.

Si ce circuit est normal, il ne restera plus qu'à vérifier le changement de fréquence. Nous allons, pour donner un exemple de plus, entrer ici dans les détails.

454. Vérification du changement de fréquence. — Utilisons le principe défini plus haut et déjà mis en application dans les paragraphes précédents : diviser la difficulté.

Nous avons vérifié les tensions et le tube lui-même. Le circuit comporte deux parties distinctes;

a) circuit d'oscillations locales;

b) circuit récepteur.

Nous avons isolé, figure 302, les circuits du tube changeur de fréquence. Il faut vérifier que les oscillations locales sont bien présentes dans le

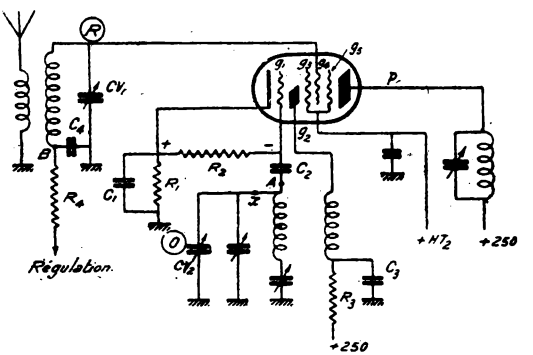


Fig. 302.

circuit. Il y a un moyen très simple et dont la mise en œuvre donne une certitude.

Lorsque des oscillations sont entretenues dans le circuit O, elles sont transmises à la grille g_1 et donnent naissance à un courant de grille qui traverse la résistance R_2. Il en résulte que la présence des oscillations se traduit par l'apparition d'une tension dont le sens est indiqué par les signes + et —. S'il n'y a pas d'oscillations, la tension de g_1 est pratiquement celle de la cathode.

Or, l'abaissement de la tension de g_1 se traduira par une réduction d'intensité de toutes les électrodes positives (g_3 — g_5 et p).

Dès lors, la méthode de vérification est évidente. Nous brancherons un voltmètre entre les extrémités de R_1, nous observerons une certaine déviation : 2,2 volts, par exemple. Nous pouvons supprimer les oscillations locales en mettant, par exemple, le point A à la masse. Si nous observons que l'indication du voltmètre passe, par exemple, de 2,2 à 2,5 volts nous aurons la certitude que les oscillations sont effectivement entretenues dans le circuit O. Si la déviation ne change pas, nous pourrons en conclure

qu'il n'y a pas d'oscillations locales. Cette vérification pourra être effectuée sur les différentes gammes du récepteur. Si le résultat est le même, on peut supposer qu'il ne s'agit sans doute pas d'un défaut du bobinage, mais d'une anomalie commune à toutes les gammes. Cela rétrécit déjà beaucoup le champ des recherches.

Nous pourrions aussi nous trouver en présence d'un défaut d'alignement complet entre le condensateur CV_1 et le condensateur CV_2. Il est anormal que le désalignement soit suffisant pour paralyser complètement le récepteur, même pour les stations locales. Toutefois, il est facile de s'assurer contre ce risque. Le condensateur CV_2 sera provisoirement débranché au point x et nous connecterons à sa place un condensateur auxiliaire, muni de deux fils souples.

Remarquons, en passant, que ce condensateur auxiliaire nous servira souvent par la suite.

Ceci fait, nous sommes en présence d'un récepteur à deux réglages séparés : la question de l'alignement ne doit donc plus se poser.

Il nous restera à vérifier le circuit R ; ce qui ne peut présenter beaucoup de difficultés. Nous procéderons encore par éliminations.

1) Le circuit d'antenne ne transmet pas les tensions recueillies par le collecteur d'onde. Il sera bien simple d'éliminer ce circuit en connectant directement l'antenne à la grille g_4, à travers une toute petite capacité (25 picofarads, par exemple).

2) Le régulateur antifading paralyse le fonctionnement du tube en appliquant une tension négative importante à g_4. Nous éliminerons cette cause possible en mettant le point B à la masse.

3) CV_1 ou le bobinage sont défectueux. On éliminera au besoin CV_1 et le bobinage, en branchant une résistance de 50 000 ohms entre grille g_4 et masse (ou R_4). L'antenne sera couplée à g_4 par un condensateur de 25 pF.

455. Conclusions. — Nous pensons avoir, par ces exemples, montré la méthode à suivre. Il faut, par des moyens aussi simples que possible, éliminer une à une toutes les possibilités. Chaque expérience permet de localiser le défaut avec une précision de plus en plus grande.

Il faut toujours s'efforcer de mettre hors circuit l'élément douteux. Mais il va de soi que cette opération doit se faire sans paralyser le récepteur.

Nous avons, par exemple, des doutes sur le fonctionnement de l'étage de moyenne fréquence? Nous relierons directement la plaque du tube changeur de fréquence au primaire du second transformateur MF, après

avoir débranché la connexion reliant l'anode du tube changeur de fréquence au primaire du premier transformateur et enlevé le tube amplificateur de moyenne fréquence (fig. 303). Nous aurons ainsi éliminé tous les circuits du tube MF. Nous devrons naturellement nous attendre à

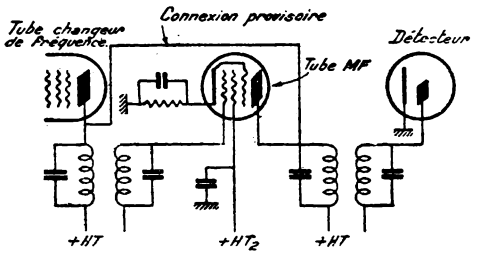


Fig. 303.

une perte considérable de sensibilité. Mais cela n'a aucune importance, puisque nous en connaissons la cause.

On pourra, de la même manière, mettre hors circuit le tube préamplificateur à basse fréquence.

456. Recherche des mauvais contacts ou contacts intermittents. — La recherche des mauvais contacts ou contacts intermittents est une opération souvent très fastidieuse. On constate que le fonctionnement du récepteur est accompagné de bruits parasites que le moindre ébranlement dans le voisinage suffit à déclancher.

On appliquera les principes exposés dans les paragraphes précédents. Le bruit parasite peut être produit par une lampe défectueuse. Nous supposons que l'essai préliminaire a été fait.

On remarquera que le simple frottement d'un corps conducteur sur une partie quelconque du châssis peut faire naître des bruits indésirables. Il est possible que deux éléments du châssis, deux blindages, frottent légèrement l'un contre l'autre.

Ayant éliminé ces causes purement extérieures, on s'efforcera de localiser la cause du mal. Si le bruit ne diminue pas d'intensité quand on réduit la puissance acoustique à l'aide du potentiomètre, on pourra en conclure que le défaut est situé entre la branche mobile du potentiomètre et le haut-parleur. On réduit ainsi le champ des recherches.

Dans le cas contraire, on enlèvera le tube MF; si le bruit disparaît, c'est qu'il est *probablement* dû à une cause qui précède ce tube. Nous avons souligné « probablement » parce qu'il est encore possible que la pertur-

bation soit produite, par exemple, dans les circuits d'alimentation, et qu'elle se traduise alors par un parasite industriel reçu normalement par l'appareil.

Quand on a pu resserrer le champ des recherches, on s'efforce de découvrir précisément le défaut. Pour cela, on provoquera des petits déplacements des connexions, ou des chocs légers, en ayant soin de ne communiquer l'ébranlement qu'à une seule connexion à la fois. Tous les écrous voisins seront serrés avec soin, toutes les soudures douteuses seront refaites, etc...

Parfois, le contact intermittent est provoqué par une déformation du châssis. En provoquant cette deformation, on observera quelles sont les connexions qui déplacent ou qui peuvent venir en contact?

Dans la solution d'un problème pratique de cet ordre, l'emploi d'une méthode rationnelle et systématique conduit toujours à une économie de temps considérable.

CHAPITRE XX

Mise au point systématique d'un récepteur. Alignement des circuits.

457. Généralités. — Après avoir, à l'aide des indications précédentes, obtenu un fonctionnement plus ou moins correct du récepteur, il faut l'améliorer par une mise au point précise de tous les circuits. Cette mise au point pourra consister soit à les accorder, soit à déterminer exactement telle ou telle valeur.

S'il s'agit d'un récepteur prototype; il sera nécessaire de mesurer les différentes constantes de fonctionnement : gain, sélectivité, courbe de transmission, distorsion, etc... Toutes ces mesures ont été étudiées dans les paragraphes précédents.

S'il s'agit d'un récepteur de série, on se contentera généralement de comparer les résultats qu'il donne à ceux du récepteur maquette ou prototype.

Circuits de basse fréquence.

458. Mesure des tensions et des intensités. — La mise au point consistera surtout à vérifier que les différentes valeurs de résistances et de tensions correspondent bien au fonctionnement normal du tube utilisé. On pourra vérifier : tension anode, tension écran, tension de polarisation.

Il faut naturellement tenir compte des erreurs introduites par l'appareil de mesure dans les circuits comportant des résistances très élevées. On aura une précision beaucoup plus grande, en mesurant, comme nous l'avons déjà indiqué : la résistance en circuit, l'intensité, la tension d'alimentation. D'ailleurs, si les caractéristiques de couplage sont extraites de certains ouvrages spéciaux édités par les constructeurs de lampes, on pourra souvent se contenter de vérifier la valeur des résistances et la tension d'alimentation.

459. Oscillations parasites. — Lorsque le gain de l'amplificateur est très élevé, on peut observer la production d'oscillations spontanées.

Le phénomène se traduit généralement par l'audition d'un hurlement ou d'un sifflement dans le haut-parleur. Parfois encore, on entendra simplement un souffle plus ou moins fort, et l'on constatera une réduction de sensibilité pouvant aller jusqu'à la paralysie totale.

Dans les montages couplés par résistance, le phénomène se traduit par une réduction de l'intensité anodique. En cas de doute, on pourra vérifier l'existence des oscillations parasites, en mesurant le courant de grille. Celui-ci doit être inappréciable, en fonctionnement normal (sauf pour certains amplificateurs de grande puissance montés en classe B, utilisant des tubes spéciaux).

Les oscillations parasites peuvent être provoquées par un câblage défectueux, un découplage insuffisant des circuits d'alimentation d'anode et d'écran, le voisinage du câble du haut-parleur et de la grille d'entrée, etc...

Lorsqu'il s'agit d'oscillations à fréquence très élevée, on arrive souvent à supprimer le défaut en shuntant les circuits d'anodes par des capacités appropriées. Mais on se souviendra que cette mesure se traduit nécessairement par une réduction de gain, parfois très importante, des fréquences aiguës. On évitera les couplages statiques en blindant certaines connexions, mais une connexion blindée présente toujours une capacité importante par rapport à la masse. Il suffira parfois de changer judicieusement l'emplacement d'une résistance ou d'un condensateur de découplage.

460. Distorsion. — La distorsion est généralement produite par un fonctionnement anormal d'une lampe : excès ou insuffisance de polarisation, surcharge, impédance de charge n'ayant pas la valeur convenable, etc... Mais elle peut aussi être produite par une réaction parasite dans l'amplificateur.

On observe, par exemple, une sonorité criarde, aiguë, désagréable. On peut en conclure que l'amplificateur est sur le point d'osciller. La fréquence à laquelle s'établiront naturellement les oscillations se trouve anormalement amplifiée. La recherche du défaut se fera comme dans le paragraphe précédent.

Il arrive parfois que la distorsion affecte exclusivement les fréquences très grandes, ou se traduise par l'apparition d'harmoniques d'un rang très élevé. Le fonctionnement de l'amplificateur s'accompagne alors d'une sonorité particulière. On a l'impression que le haut-parleur est décentré. Certaines sonorités rappellent celles du mirliton ou du papier de soie qu'on froisse.

Enfin, on pensera que la distorsion peut aussi être produite dans les circuits de haute fréquence ou de détection. C'est, toutefois, assez rare.

Les déformations ainsi produites sont généralement peu apparentes. Il est, d'ailleurs, facile d'éliminer cette hypothèse en essayant l'amplificateur avec un lecteur de disques.

461. Réglage de la polarisation. — La valeur optimum de la tension de polarisation est déterminée par les conditions de fonctionnement : charge anodique, tension effective d'anode, puissance dissipée maximum, etc... Les indications nécessaires sont généralement fournies par le constructeur de tubes.

On peut consulter des ouvrages spéciaux [1] dans lesquels les cas les plus usuels ont été catalogués. On peut aussi déduire ces indications de l'examen des caractéristiques.

S'il s'agit d'un amplificateur classe A, on peut fixer le meilleur point de fonctionnement d'après les considérations suivantes :

On applique au tube une amplitude correspondant à la charge normale. Si la polarisation est trop importante, le point de fonctionnement est situé dans les régions coudées de la caractéristique. Les alternances positives sont plus amplifiées que les alternances négatives. En cours de fonctionnement on constate donc que l'intensité anodique moyenne tend à augmenter.

Quand, au contraire, la polarisation est insuffisante, les alternances positives ont des amplitudes qui peuvent dépasser la tension de polarisation. Il y a production d'un courant de grille qui, traversant la résistance de grille, provoque une chute de tension. Il en résulte une diminution de l'intensité anodique moyenne.

Le réglage doit être fait avec une tension d'attaque suffisante pour moduler complètement le tube, mais sans lui infliger une surcharge.

Amplificateurs à contre-réaction

462. Précautions générales. — Nous avons déjà insisté à plusieurs reprises sur la méthode qu'on doit suivre pour la mise au point des amplificateurs à contre-réaction. Il est absolument essentiel de faire toutes les vérifications préliminaires *après avoir éliminé le couplage réactif*. Il va sans dire que le gain de l'amplificateur deviendra excessif. On pourra être amené à prendre des mesures provisoires qui stabiliseront l'amplificateur. Ainsi, prenons l'exemple du schéma figure 269 dont l'emploi est classique dans les récepteurs de radio. de qualité. En supprimant la contre-réaction, le gain dépasse 3 000. entre l'entrée et le circuit d'anode du tube final.

1. Tous les lexiques de tubes électroniques et *Cahiers VIII et IX de l'Agent Technique Radio* (tubes Rimlock et tubes miniature). Editions Chiron, Paris.

Il serait supérieur à 200 si nous considérions, non plus le circuit d'anode, mais la bobine mobile. Le gain excessif pourra amener des troubles. L'amplificateur montrera des tendances à osciller sur les fréquences élevées ou même sur des fréquences inaudibles. Pour le stabiliser, on sera amené à shunter la résistance R_6 par une capacité de 200 à 800 picofarads et à disposer un autre condensateur de quelques millièmes de microfarads entre plaque et cathode du tube de sortie.

On procédera alors à la mise au point. On doit obtenir un très bon fonctionnement et une stabilité parfaite quand l'amplificateur n'est pas surchargé.

463. Branchement de la contre-réaction. — Ce résultat étant obtenu, on rebranchera le circuit réactif qui avait, par exemple, été coupé entre R_1 et R_2. On remarquera qu'il y a un sens de branchement correct. S'il y a erreur, l'amplificateur hurle. Dans ce cas, on inverse le branchement en *xy*.

On aura soin de supprimer les deux capacités qui avaient été provisoirement placées dans les circuits anodiques. En effet, ces condensateurs introduisent un déphasage parasite des fréquences élevées qui peut se traduire par des oscillations spontanées. On peut observer ce résultat paradoxal que le fait de shunter R_6 par un condensateur exagère l'amplification des fréquences aiguës. On peut expliquer cette observation en notant que le condensateur introduit un déphasage pour les fréquences les plus élevées. Il en résulte que la réaction tend à devenir positive pour cette bande de fréquences et se traduit alors par une augmentation du gain.

Si le montage est parfaitement stable, il est facile de mettre en évidence l'influence de la contre-réaction à condition que le taux en soit assez élevé. On observera, par exemple, que le fait de shunter R_6 par une capacité relativement assez importante (300 à 400 picofarads) ne modifie la caractéristique de fréquence que d'une manière inappréciable sans appareils de mesure. C'est qu'en effet, dans un amplificateur réactif le gain devient pratiquement indépendant des éléments de liaison et des tubes. Le condensateur placé en R_6 se traduit par l'atténuation des fréquences élevées; mais il en résulte une atténuation correspondante du taux de réaction qui vient précisément compenser le premier effet. Nous avons montré dans les chapitres précédents les limitations de cet effet; d'où la nécessité d'utiliser un taux de contre-réaction aussi important que possible.

Il résulte de cette observation qu'on ne peut songer à utiliser les pro-

cédés habituels pour le réglage de la tonalité. Si l'on veut éliminer certaines bandes de fréquences, il sera nécessaire de faire cette opération avant l'entrée de l'amplificateur.

464. Détermination du taux de contre-réaction. — On ne peut naturellement utiliser un taux de contre-réaction trop élevé. En effet, le gain en tension diminué à mesure qu'augmente le taux réactif et, d'autre part, la tendance aux oscillations spontanées devient de plus en plus grande.

La première chose à considérer est donc de réserver un gain en tension suffisant. C'est ainsi que, dans un récepteur de radio , il est nécessaire que les tensions téléphoniques fournies normalement par le détecteur soient suffisantes pour obtenir la modulation complète de l'étage final, ou, encore, pour obtenir le fonctionnement du haut-parleur à charge normale. Les mêmes résultats devront être obtenus sur « pick-up » en considérant la tension efficace fournie par ce dernier.

On fixera l'une des deux résistances R_1 ou R_2, et on agira sur la valeur de l'autre, en se souvenant que, pour augmenter le taux de réaction, il faut augmenter R_2 ou diminuer R_1.

Si, dans un amplificateur comme celui de la figure 269, le fonctionnement devient instable dès qu'on applique la contre-réaction, même avec un taux très faible, on peut en conclure que la mise au point préliminaire pèche par quelque détail : couplage parasite, valeurs anormales de certains éléments, etc... S'il s'agit d'un amplificateur à plusieurs étages, le problème peut être plus complexe. Il faut avoir recours à des dispositions spéciales pour éviter les trop grands écarts de phase. Ainsi, on réduira l'écart de phase en prévoyant une première contre-réaction entre l'entrée et la sortie de l'étage final. Au besoin, on pourra encore utiliser un second circuit réactif partant de l'entrée de l'étage final pour aboutir à l'entrée de l'amplificateur. La mise au point d'amplificateurs à grand nombre d'étages peut présenter des difficultés assez importantes.

Circuits de haute, de moyenne fréquence et détection.

465. Mesure des tensions et des intensités. Amplitude des oscillations locales. — La première opération de mise au point consistera à vérifier que les tubes travaillent dans des conditions normales. Pour cela on vérifiera la tension effectivement appliquée sur les différentes électrodes, en tenant compte des erreurs produites par la consommation des

appareils de mesure. Pour les tubes contrôlés par la régulation, on notera surtout la valeur des tensions au repos, c'est-à-dire en l'absence de tension de régulation.

Il sera utile de vérifier l'amplitude des oscillations locales du tube changeur de fréquence. C'est une constante qui peut notablement influer sur la sensibilité [1]. L'amplitude optimum dépend du modèle de tube utilisé. La tension efficace la plus favorable peut varier entre une dizaine et une vingtaine de volts. On consultera à ce sujet les indications fournies par le constructeur de lampes. Certaines firmes se contentent de donner l'intensité moyenne dans le circuit de la grille d'oscillation. Il est évident que,

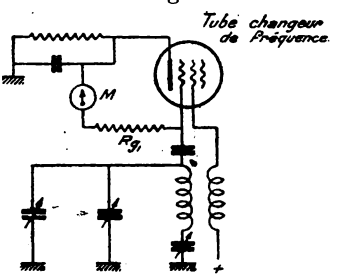


Fig. 304.

si l'on connaît la valeur de la résistance de grille, on passe facilement d'une constante à l'autre.

En effet, pour mesurer l'amplitude des oscillations on introduit un microampèremètre continu M, entre la résistance de grille et la masse (fig. 304). Si l'intensité est, par exemple, de 290 microampères et si la résistance Rg_1 mesure 50 000 ohms, on en déduit que l'amplitude des oscillations est d'environ :

$$50\,000 \times 0{,}00029 = 14{,}5 \text{ volts.}$$

Cette méthode a l'avantage de ne pas perturber le fonctionnement du tube changeur de fréquence. Il n'en serait pas de même si nous mesurions, par exemple, directement la tension de la grille à l'aide d'un voltmètre amplificateur. La capacité additionnelle apportée par l'appareil de mesure perturberait le fonctionnement. L'indication lue dans ces conditions n'aurait aucune valeur précise.

Il faudra s'assurer que l'amplitude conserve une valeur suffisante tout le long de la gamme de réception. L'enroulement d'entretien de l'oscillatrice doit être réglé de telle sorte que la constance d'amplitude des oscillations soit aussi bonne que possible [2].

1. Voir tome II, n° 324.
2. Voir à ce sujet, n° 215.

L'anomalie désignée fréquemment sous le nom de « blocage » se traduit par une brusque augmentation de l'intensité indiquée par M.

Alignement des circuits.

466. Méthodes de vérification de l'accord. — Nous supposerons que la valeur précise des différents bobinages a été déterminée comme nous l'avons indiqué plus haut. Il ne s'agit donc plus que d'amener les différents condensateurs ajustables à une valeur précise.

Pour contrôler l'alignement on peut avoir recours à différentes méthodes.

Une des plus employées consiste à transmettre une tension de haute fréquence au récepteur, à l'aide d'un générateur hétérodyne modulé. On place un voltmètre de sortie aux bornes du haut-parleur permettant de vérifier la tension téléphonique résultant de la détection et de l'amplification de haute fréquence. Le gros avantage de cette méthode, c'est qu'elle n'exige aucune manipulation du châssis. Toutefois, cet avantage se paie par des inconvénients très graves.

1°) Pour peu que la fréquence de modulation soit de quelques centaines de cycles par seconde, on observera que le maximum de déviation du voltmètre de sortie ne correspond pas à l'accord sur la fréquence porteuse mais à une bande latérale. Il y a là une cause d'erreur considérable.

2°) Si l'appareil est muni d'un régulateur anti-fading efficace, la variation d'intensité causée par un déréglage demeure très faible, parce que l'effet correcteur tend toujours à l'annuler. La précision des réglages n'est pas très grande. Pour l'augmenter, il faut supprimer l'action régulatrice. Mais on risque alors de saturer certains tubes et d'obtenir des réglages anormaux.

La méthode, beaucoup plus précise, dont nous recommandons l'emploi, utilise une onde entretenue pure. C'est le récepteur lui-même qui sert de voltmètre amplificateur, si bien que l'emploi d'un voltmètre de sortie devient inutile. On vérifie l'action des réglages en observant la variation d'intensité anodique des tubes commandés par le régulateur.

Pour cela, il suffit de brancher un voltmètre à cadre entre la cathode d'un tube commandé et la masse. On mesure ainsi les variations de tension qui correspondent, naturellement, aux variations de l'intensité d'anode.

467. Réglage des circuits de moyenne fréquence. — On commencera par réaliser l'accord des circuits de moyenne fréquence sur la fréquence de conversion choisie. La fréquence généralement adoptée est de 455 kHz.

On réglera l'hétérodyne sur cette fréquence, qui correspond à une longueur d'onde de 659 mètres. On pourra utiliser une onde modulée, si l'on veut, tout d'abord, dégrossir les réglages. En cas de désaccord, on procédera par étapes successives, en partant du circuit détecteur. Ainsi, l'hétérodyne sera couplé avec l'anode du tube de moyenne fréquence. Nous accorderons alors le secondaire, connecté au tube détecteur. Nous couplerons ensuite le générateur à la grille du tube MF et nous pourrons alors régler le circuit d'anode, au besoin en utilisant le procédé indiqué au chapitre IX, n° 211. Après quoi, le générateur sera couplé avec l'anode du tube changeur de fréquence pour accorder le secondaire du premier transformateur et, enfin, avec la grille, pour accorder le secondaire. Le couplage du générateur hétérodyne peut se faire à l'aide d'une capacité de quelques micro-microfarads. Lorsque tous les circuits ont été réglés, il est recommandé de revenir sur les premiers réglages. S'il s'agit de transformateurs à couplage critique (filtre de bande) il faut utiliser obligatoirement la méthode décrite dans le paragraphe 211.

Alignement des circuits d'accord et d'oscillations locales.

468. Emploi d'un condensateur auxiliaire. — La méthode que nous allons indiquer est la seule qui permette d'obtenir un alignement parfaitement précis, surtout si le récepteur comporte un circuit d'entrée très sélectif et, à fortiori, s'il possède un étage d'amplification à haute fréquence avant le changement de fréquence.

Elle est basée sur l'emploi d'un condensateur variable auxiliaire, qu'on substitue au condensateur commandant les oscillations locales. Ce condensateur sera muni de deux connexions terminées par des pinces « crocodiles ». Il sera utilement muni d'un cadran et il est indispensable qu'il soit prévu avec un démultiplicateur excellent.

1re *opération. Accord du circuit d'antenne.* — Vérifier que le calage du condensateur d'accord est correct, c'est-à-dire que le maximum de longueur d'onde correspond bien à l'insertion complète des lames du rotor dans celles du stator. Une butée est généralement prévue qui doit correspondre au déplacement maximum du repère du cadran. S'assurer que le démultiplicateur commande parfaitement, sans glissement, le condensateur, et que les vis pointeaux qui fixent l'axe du condensateur sont bien bloquées.

CV_2 (fig. 304 *bis*) est débranché et remplacé par le condensateur auxiliaire. On règle l'hétérodyne sur 1 400 kHz (215 m) qui est la longueur d'onde

choisie comme repère de réglage. Certains cadrans de récepteurs commerciaux comportent des repères de réglage. On place l'index du cadran devant le repère ou devant la longueur d'onde choisie.

On cherche le réglage correct du changement de fréquence avec le condensateur auxiliaire. Enfin, on règle T_1 au maximum de déviation de l'indicateur d'accord.

Il faut ensuite vérifier que le circuit d'accord « suit » bien le cadran. On effectuera des vérifications pour différentes longueurs d'ondes : 250, 300, 400, 500, 550, etc... en réglant, chaque fois, le générateur hétérodyne, le condensateur auxiliaire, puis en cherchant la résonance parfaite de CV_1.

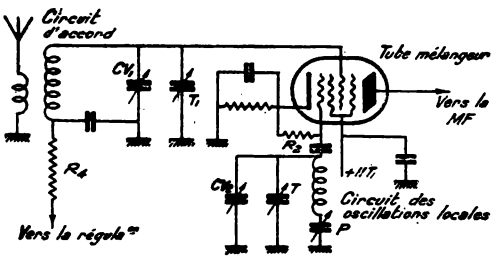


Fig. 304 *bis*.

Cette résonance doit correspondre rigoureusement à la longueur marquée sur le cadran. S'il n'en était pas ainsi, il faudrait en conclure qu'un des éléments est défectueux : cadran, bobinage ou condensateur variable.

2e *opération : coïncidence du bas de gamme.* — Le générateur est réglé sur la longueur d'onde choisie comme point d'accord parfait, en bas de la gamme, généralement le point normalisé 1 400 kHz (215 m). On cherche l'accord du circuit d'entrée, qui doit naturellement coïncider avec la division correspondante du cadran, s'il est gradué en longueurs d'onde. Cet accord sera vérifié à l'aide de l'indicateur de résonance. Après quoi, on rebranche provisoirement CV_2. On accorde alors T pour mettre les deux circuits en coïncidence parfaite.

C'est ici qu'intervient l'intérêt du cadran porté par le condensateur auxiliaire. En effet, si nous avons eu soin de repérer sur ce cadran l'emplacement de l'index correspondant au réglage normal de T, nous aurons pu, avant de rebrancher CV_2, amener T à la valeur qu'il doit avoir. Tout au moins, nous saurons si cette valeur est trop grande ou trop faible. Si, après avoir réglé T approximativement, sans avoir rebranché CV_2, nous observons qu'il est nécessaire de retoucher assez fortement au réglage pour retrouver la coïncidence, nous pourrons en conclure que T doit être très écarté du réglage normal. Et, dans ce cas, nous pourrons l'amener ap-

proximativement à la valeur qu'il doit avoir. Nous éviterons ainsi bien des tâtonnements et nous économiserons un temps précieux.

3e *opération : coïncidence en haut de gamme.* — Le principe demeure exactement le même que pour le précédent réglage. On débranchera CV_2 pour le remplacer, une fois encore, par le condensateur auxiliaire. Le générateur hétérodyne sera réglé sur le « point padding » généralement entre 510 et 530 mètres (point normalisé 574 kHz = 522 m). L'accord du circuit d'entrée sera soigneusement effectué, puis CV_2 sera rebranché et le condensateur P ajusté pour réaliser la coïncidence.

4e *opération.* — Vérifier et modifier, s'il y a lieu, le réglage de bas de gamme.

Revenir ensuite en haut de gamme, si la retouche a été assez importante.

5e *opération : vérification.* — Il faudra vérifier que le point intermédiaire de coïncidence parfaite est bien celui qui avait été choisi entre 300 et 340 mètres en général. Suivant que la fréquence des oscillations locales sera, à ce point, trop basse ou trop élevée, on pourra en conclure que l'oscillatrice comporte trop, ou pas assez de spires. Si elle est trop élevée, il n'y aura pas assez de spires et inversement.

469. Accord des circuits de haute fréquence. — Si le récepteur comporte un circuit de haute fréquence, avant changement de fréquence, il faudra nécessairement aligner ses circuits avant de réaliser la coïncidence accord-oscillatrice. On se contente généralement d'effectuer l'alignement en bas de gamme en cherchant le réglage des trimmers qui donne le maximum de déviation. Pour faire cette opération, il est indispensable de séparer le réglage de l'oscillatrice à l'aide du condensateur auxiliaire. Cette méthode ne donne évidemment pas la certitude d'une coïncidence parfaite tout le long de la gamme.

Pour obtenir cette certitude, il est nécessaire de séparer alternativement l'accord et le circuit de haute fréquence à l'aide d'un second condensateur auxiliaire. On peut se rendre compte du réglage du circuit de haute fréquence en remplaçant provisoirement le circuit d'accord par une résistance de 50 000 ohms et en couplant l'antenne à la grille d'entrée à l'aide d'un condensateur de 10 à 50 picofarads

470. Etalonnage du condensateur auxiliaire d'alignement. — Lorsqu'on est amené à aligner une série d'appareils ayant les mêmes caractéristiques d'accord et de changement de fréquence, il est extrêmement commode d'étalonner le condensateur auxiliaire que l'on substitue provisoirement à CV_2 pour faire l'alignement.

On procédera de la manière que nous allons expliquer. On utilisera, pour cela, un récepteur dont l'alignement a été vérifié avec le plus grand soin. Au besoin, on tracera une courbe d'erreur comme il a été indiqué plus haut (voir fig. 232), pour s'assurer que l'écart maximum demeure dans les limites admissibles, pour tous les points de la gamme.

On remplacera le condensateur CV_2 par le condensateur auxiliaire et on repérera soigneusement sur le cadran le point correspondant rigoureusement aux réglages pour lesquels l'erreur est nulle. On aura donc tout simplement trois points à repérer pour les gammes normales et deux points pour les gammes d'ondes courtes.

471. Alignement des autres gammes. — L'alignement des autres gammes se fera en suivant exactement les mêmes principes. On appréciera particulièrement la commodité du condensateur variable étalonné dans la gamme des grandes ondes. En effet, la valeur du « padding » est relativement faible (200 picofarads) et celle du *trimmer* relativement grande (180 picofarads). Il en résulte que toute variation d'un condensateur modifie le réglage tout le long de la gamme.

Il faut alors procéder par approximations successives. Si l'oscillatrice est correcte et si le condensateur auxiliaire a été préalablement étalonné on peut obtenir le réglage correct dès la première opération.

Pour les gammes d'ondes courtes on se contente d'un réglage approché. On notera qu'il y a seulement deux points de coïncidence parfaite. Le principe d'alignement demeure exactement le même. Les erreurs d'alignement peuvent être relativement importantes sans compromettre le fonctionnement du récepteur.

472. Alignement d'après le cadran. — On peut aussi aligner le récepteur sans faire appel au condensateur auxiliaire. On part de ce principe que le circuit d'accord suit parfaitement le cadran. Dès lors, on accordera le récepteur en bas de gamme, en plaçant l'index du cadran devant le repère correspondant et en accordant alors le trimmer d'accord. Cela suppose que le haut de gamme coïncide rigoureusement avec le cadran. Comme cette supposition n'est pas toujours exacte, on risque de commettre des erreurs d'alignement considérables.

Il est à noter qu'une erreur d'alignement de l'accord ne se traduit pas par un décalage sur le cadran; ce qui serait visible, mais par une réduction de sensibilité et de sélectivité; ce qui est invisible.

Cette méthode, bien que peut-être un peu plus rapide, n'est guère recommandable. La seule méthode rigoureuse, qui permet de noter le sens et la

grandeur des erreurs d'alignement, est celle que nous avons indiquée plus haut.

473. Alignement à l'oscillographe. — L'emploi d'un générateur hétérodyne modulé en fréquence, combiné avec une base de temps et un oscillographe, permet de faire apparaître sur l'écran du tube à rayons cathodiques une courbe qui traduit la sélectivité du récepteur. Ce n'est pas exactement une courbe de sélectivité, qui est obtenue normalemene dans les conditions statiques que nous avons définies. Mais cette courbe permet néanmoins d'être fixé sur l'allure générale de la caractéristique de transmission. On peut savoir, par exemple, si la courbe de sélectivité est parfaitement symétrique, si elle est exagérément pointue, si elle comporte deux pointes, etc..., etc...

Le dispositif peut être utilisé pour aligner un récepteur. Nous n'entrerons pas ici dans les détails, car la méthode peut varier notablement avec les éléments utilisés. Ainsi, par exemple, certains dispositifs donnent une double modulation en fréquence, c'est-à-dire qu'il y a d'abord accroissement linéaire de fréquence, puis diminution symétrique. Dans ces conditions, un désalignement des circuits de moyenne fréquence fait apparaîtrt deux courbes symétriques sur l'écran. On s'efforcera de faire coïncider les deux images en agissant sur les condensateurs ajustables. D'autres méthodes ne donnent qu'un balayage dans un sens, suivi d'un retour rapide. Dans ce cas, on observera un seul tracé.

L'emploi du procédé sera particulièrement précieux pour vérifier la courbe de transmission d'un récepteur en comparaison avec celle du récepteur prototype. On aura calqué la courbe type et on pourra vérifier si le récepteur en cours d'examen fournit un tracé identique.

Alignement d'un circuit à l'aide d'un multivibrateur

474-1. Généralités. — Nous avons décrit en détail la méthode d'alignement précisée dans le t. III, n° 466 et suivants. On utilise un ondemètre fournissant une *onde entretenue pure.* Le récepteur sert lui-même de voltmètre amplificateur : on apprécie l'action du signal d'après la grandeur de la tension de régulation. Pour obtenir un alignement parfait, on emploie un condensateur variable auxiliaire que l'on connecte provisoirement à la place du condensateur du circuit des oscillations locales. La méthode est parfaite. Elle a cependant un inconvénient : elle est assez longue puisque, au cours de chaque opéra-

tion, il faut débrancher le condensateur normal, connecter le condensateur auxiliaire, puis, enfin, rebrancher le condensateur normal. Cette méthode entraîne nécessairement le démontage du châssis, même s'il ne s'agit que d'un banal réalignement.

Il en résulte que beaucoup de praticiens se contentent de méthodes beaucoup plus sommaires. Il en est souvent de même dans les ateliers où l'on fabrique les récepteurs en grandes séries et où la rapidité est un facteur essentiel.

On se contente alors d'aligner d'*après le cadran.* On suppose que les indications du cadran sont rigoureusement exactes et renseignent avec précision sur la longueur d'onde de réglage du circuit d'accord. Malheureusement, cette hypothèse n'est pas toujours vraie.

De plus, le signal est une onde *modulée* et la vérification de l'accord s'effectue en appréciant l'intensité de la tension de sortie au moyen d'un voltmètre de sortie (outputmètre). C'est une seconde cause d'erreur qui a déjà été signalée.

La méthode d'alignement basée sur l'emploi de signaux fournis par un multivibrateur concilie, dans une certaine mesure, les avantages des deux méthodes.

474-2. Alignement d'après le cadran. — Il s'agit de trouver un procédé d'alignement dans lequel on ne soit pas obligé de déconnecter la section de condensateur variable qui commande l'oscillatrice, et qui, cependant, permette d'assurer la même précision.

Analysons la série d'opérations effectuées par l'aligneur qui opère exclusivement « d'après le cadran ». Nous supposons que les circuits de l'amplificateur de fréquence intermédiaire ont été réglés (p. 209, t. III). L'ondemètre, couplé de manière convenable avec le récepteur, fournit la fréquence correspondant au point de réglage du bas de gamme (point dit « trimmer »). On règle alors le trimmer de l'oscillatrice, puis celui du circuit d'accord, après avoir placé l'aiguille du cadran devant le repère correspondant (1 400 kHz en P.O.).

Après quoi, on déplace l'aiguille jusqu'au repère du haut de gamme (574 kHz en P.O.), puis on ajuste le « padding » de manière à obtenir la tension de sortie maxima. Si le cadran « suit » parfaitement le circuit d'accord, tout va bien. Il suffit alors de vérifier que le réglage du « padding » n'a point entraîné un déréglage inadmissible du point « trimmer » et de retoucher ce réglage s'il y a lieu.

L'opération est, certes, beaucoup plus rapide que celle dont nous avons donné le détail dans le tome III. Mais elle suppose que les enrou-

lements utilisés sont parfaitement adaptés, ainsi que les condensateurs variables et le cadran. L'expérience montre qu'elle conduit très souvent à des erreurs considérables d'alignement, dont les conséquences sont : sensibilité réduite, sélectivité diminuée. Ces défauts sont d'autant plus apparents que le récepteur est de meilleure qualité. Ils sont particulièrement graves si les circuits sont peu amortis et si le récepteur possède un étage d'amplification avant le changement de fréquence.

Que peut faire l'aligneur, s'il veut vérifier la rigueur de l'alignement sans déconnecter le condensateur variable ? Il peut procéder de la manière suivante :

Il observe la déviation fournie par le voltmètre de sortie quand il a réglé le point « padding ». Il s'agit de savoir si l'accord est bien en résonance avec le signal transmis par l'ondemètre. Il pourrait en avoir l'assurance en retouchant au « trimmer » du circuit d'accord et en observant si, dans ces conditions, il peut améliorer la déviation du voltmètre de sortie. Mais le moyen est impraticable ; *il entraînerait un déréglage irrémédiable du point « trimmer »*, puisque le condensateur ajustable ne possède pas de repère permettant de le remettre par la suite exactement dans la même position.

On peut tourner la difficulté, en agissant sur le « padding ». Pour cela, on modifie légèrement le point « padding » fourni par l'ondemètre, on accorde à nouveau l'oscillatrice en agissant sur le « padding » et on observe si la déviation lue sur le voltmètre de sortie est plus grande ou plus petite. Plus grande ? cela signifie que la coïncidence du point « padding » était mauvaise. Plus petite ? il faut modifier le réglage de l'ondemètre dans l'autre sens. Si l'on améliore alors la tension de sortie, c'est la même conclusion que précédemment. Si la diminution se produit dans les deux cas, c'est que l'oscillatrice est correcte et que la coïncidence est parfaite.

On fera naturellement la même opération pour le point d'alignement parfait du milieu de gamme, et les conclusions seront les mêmes.

Dans tout cela, on suppose que la tension fournie par l'ondemètre demeure invariable dans la petite gamme utilisée pour la vérification d'un point, ce qui, en vérité, est assez facile à obtenir.

Mais on notera — en passant — que ces vérifications sont assez longues et demandent une attention soutenue. Faudrait-il beaucoup plus de temps pour dessouder la connexion du condensateur et brancher le condensateur auxiliaire ? On en peut douter. Il en résulte pra-

tiquement que beaucoup d'aligneurs supposent que tout va bien... et ne s'attardent pas à ces vérifications. C'est dommage, car à quoi bon munir un appareil de circuits sélectifs si ceux-ci ne servent qu'à obtenir de plus mauvaises auditions ? Car c'est précisément ce qui se passe dans un appareil incorrectement aligné.

474-3. Analyse des opérations précédentes. — Traduisons le résultat des opérations précédentes en nous aidant de la représentation graphique conventionnelle déjà utilisée dans ce volume, n° 315 et suivants.

On trace la courbe de fréquence du circuit d'accord, en fonction de divisions arbitraires portées par le cadran. C'est la courbe AMB. La courbe idéale du circuit oscillateur doit avoir même forme, mais être décalée verticalement d'une quantité constante égale à la *fréquence de conversion* (ou moyenne fréquence). Si l'on trace cette seconde courbe en décalant les ordonnées d'une valeur égale à la fréquence de conversion, elle se confond avec la première (fig. 305-1).

Mais la méthode classique utilisant « trimmer » et « padding » ne permet d'obtenir l'alignement parfait qu'en trois points : le point « trimmer » A′, le point « padding » B′, et le point M situé à peu près au milieu de la gamme couverte, mesurée en fréquences. On jugera précisément qu'une oscillatrice est correcte quand, ayant obtenu l'alignement aux points A′ et B′, on constatera que l'alignement est parfait au point milieu M.

En alignant d'après le cadran, nous avons réalisé la coïncidence parfaite au point A′, puis, en réglant le trimmer, nous avons amené la courbe de l'oscillatrice à passer par le point B′. *Mais nous ne savons pas si la courbe de l'accord passe aussi par ce point B′.*

S'il en est ainsi, la sensibilité du récepteur doit être plus grande pour la fréquence F_p que pour toute autre fréquence voisine, puisque l'erreur d'alignement n'est nulle qu'en ce point précis.

Si, au voisinage de B′, nous trouvons une fréquence donnant une plus grande sensibilité, nous serons en droit de conclure que l'erreur d'alignement est plus réduite en ce point et que, par conséquent, la courbe d'alignement n'est pas correcte.

Nous avons effectué les vérifications nécessaires en modifiant légèrement la fréquence de part et d'autre du point B′.

Après quoi, nous avons effectué les mêmes opérations autour du point M, cette fois sans retoucher aux réglages.

Les premières vérifications ont pour but de nous assurer que le circuit d'accord « suit » bien le cadran. Les secondes nous permettent d'affirmer que la valeur de l'oscillatrice est bien correcte.

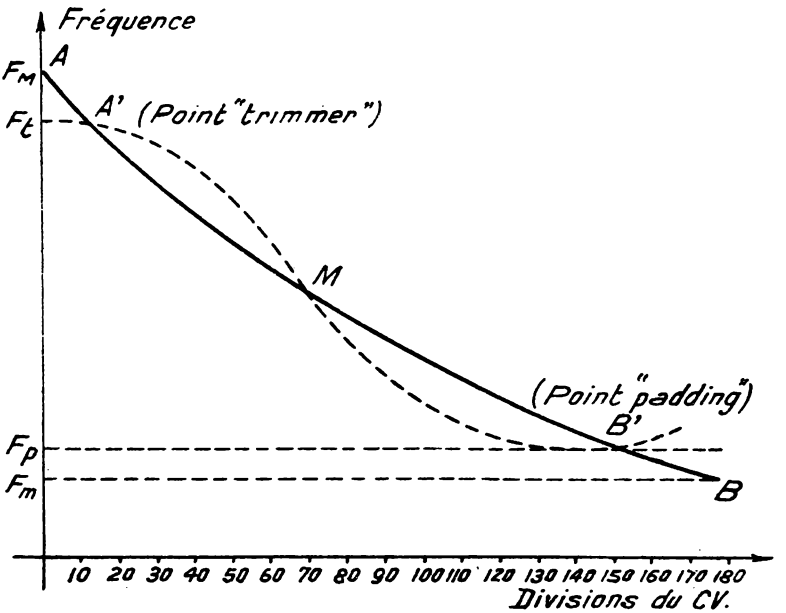


Fig. 305-1.

Ce qui rend les opérations fastidieuses, c'est la nécessité de retoucher au réglage du « padding » chaque fois qu'on retouche à l'accord, précisément parce que les deux condensateurs variables sont solidaires.

474-4. Une série d'émetteurs identiques. — Supposons maintenant qu'il y ait non pas un ondemètre, mais une série d'ondemètres dont les fréquences soient très légèrement décalées les unes par rapport aux autres : de 0,5 kHz par exemple. Le problème serait immédiatement résolu. En effet, quelle que soit la longueur d'onde d'accord, elle correspondrait à celle d'une émission à moins de 0,25 kHz près, ce qui est tout à fait négligeable. En accordant « trimmer » ou « padding » de l'oscillatrice au maximum de tension de sortie, *on serait sûr de réaliser la coïncidence « accord-oscillatrice »*.

Pour que cette méthode ait un sens, il faut encore que toutes les émissions aient même amplitude.

Le contrôle de résonance peut s'effectuer par le moyen du voltmètre de sortie, car il est évident que toutes nos émissions interfèrent entre elles et produisent, par conséquent, des bandes latérales donnant, après détection, des composantes à basse fréquence. La fondamentale entendue a une fréquence évidemment égale à la différence de fréquence entre nos émissions.

Remarquons que la méthode *ne nous permet pas de savoir sur quelle émission nous effectuons la coïncidence.* Nous savons que l'alignement est réalisé en des points précis du cadran, mais nous ne savons pas si la longueur d'onde de ces points correspond avec les indications du cadran. Une vérification supplémentaire est donc nécessaire.

Tel est le principe de la méthode d'alignement utilisant le *multivibrateur.*

474-5. Principe du multivibrateur. — Un multivibrateur est, en principe, un amplificateur apériodique dont l'entrée est couplée avec la sortie, de telle sorte que la réaction ainsi obtenue soit positive. Un tel ensemble produit des oscillations. Mais, comme il n'y a point de fréquence propre définie, les tensions produites ne sont pas sinusoïdales, elles sont, au contraire, très riches en harmoniques. En fait, ce sont des *oscillations de relaxation* (voir t. I appendice du chapitre XI, note II). La fréquence de la vibration fondamentale est déterminée par la constante de temps des circuits. De plus, il est facile de « synchroniser » la fondamentale avec une tension à fréquence fixe quelconque, ou avec un sous-multiple dans toute fréquence.

La figure 305-2 donne le schéma d'un multivibrateur simple, puisqu'il comporte deux lampes seulement couplées par résistance et capacité. On voit que le montage est parfaitement symétrique : le circuit de grille d'une lampe est couplé avec le circuit plaque de l'autre lampe.

Le mécanisme d'entretien des oscillations est facile à comprendre. Supposons que le courant du tube 1 soit nul à un moment donné. Il en résulte que P_1 est au potentiel de la haute tension et que le condensateur C_2 est chargé à cette même tension. Le tube 1 commence à fournir une certaine intensité anodique. Il en résulte une chute de tension dans R_{a1} et, par conséquent le condensateur C_2 se décharge à travers R_{a1} et Rg_2. En conséquence, la grille de II devient négative, d'où diminution du courant de plaque. Cela entraîne évidem-

ment une augmentation du potentiel de grille de I, d'où augmentation d'intensité anodique.

Quand le courant fourni par I atteindra sa limite, il y aura retour vers les conditions d'équilibre : ce qui entraînera un renversement

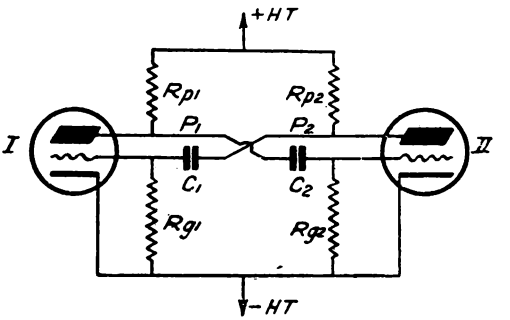


Fig. 305-2.

des rôles. Ainsi, périodiquement, les intensités anodiques des deux lampes oscilleront entre un maximum et une intensité nulle.

474-6. Forme des tensions produites. — La tension produite est extrêmement riche en harmoniques. Pratiquement on peut dire que tous les harmoniques sont présents et qu'à partir d'un certain rang ils ont tous la même amplitude. Ainsi, l'oscillation fondamentale étant réglée sur 500 cycles, nous disposerons d'une bande continue d'émissions écartées de 0,5 kilohertz.

Nous réalisons ainsi pratiquement la série indéfinie d'émetteurs dont il a été question tout à l'heure.

Avec un multivibrateur convenablement construit, on peut couvrir facilement une gamme continue s'étendant de 150 kilohertz (λ = 2 000 mètres) jusqu'à 20 mégahertz (λ = 15 mètres), ce qui suppose l'utilisation de tous les harmoniques compris entre le 300e et le 40 000e.

La variation d'amplitude des harmoniques le long d'une gamme de réception est faible et régulière, ce qui est l'essentiel. L'amplitude de chacun d'eux est faible : elle ne dépasse guère 1 millivolt et elle diminue graduellement à mesure que le rang augmente. Toutefois l'expérience montre que cette amplitude est largement suffisante avec un récepteur de qualité et de sensibilité usuelles.

Il n'est pas indispensable que la fréquence fondamentale ait une valeur définie quelconque. On pourrait tout aussi bien aligner le

récepteur si le multivibrateur fournissait une fréquence de 530 ou 490 hertz.

Si l'on tient, cependant, à avoir une fréquence fondamentale fixe, on peut synchroniser le multivibrateur avec un harmonique du secteur. Dans ce but, on peut dériver une tension à 50 Hz sur une des grilles. Un moyen simple et élégant, c'est d'utiliser une tension redressée *mal filtrée* pour l'alimentation anodique du multivibrateur. La composante résiduelle à 100 Hz « accroche » efficacement la fréquence produite sur 500 Hz à condition que la constante de temps des circuits soit dans les limites convenables.

474-7. Réalisation du multivibrateur. — Comme permet d'en juger la figure 305-3, le schéma de réalisation diffère peu du schéma de principe. Les valeurs indiquées conviennent pour une fréquence fondamentale de 500 Hz. La synchronisation est obtenue au moyen de la tension d'ondulation.

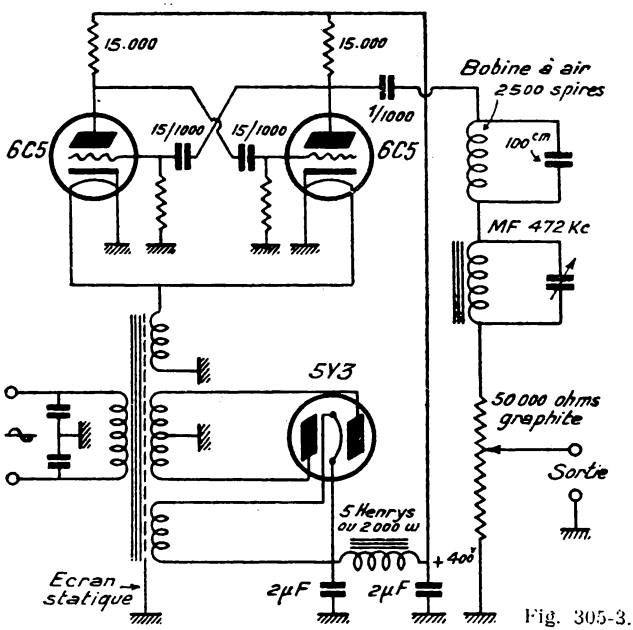


Fig. 305-3.

La tension de sortie est prise entre plaque et cathode d'une lampe. On remarquera la présence d'une bobine d'arrêt basse fréquence destinée à atténuer les fréquences inférieures à 50 kHz. L'autre filtre,

marqué MF, est réglé sur 472 kilohertz. Il a pour but d'atténuer toutes les fréquences de cette bande et de supprimer l'action directe sur les circuits de moyenne fréquence du récepteur.

La tension de sortie est réglée au moyen d'un potentiomètre de 50 000 ohms au graphite.

L'alimentation est fournie par un transformateur. Il faut disposer d'une tension anodique de 375 à 400 volts. Il est presque indispensable que le transformateur soit muni d'un écran statique pour éviter le rayonnement par le secteur. On complète son action au moyen d'un filtre secteur, constitué par deux condensateurs en série dont le point milieu est mis à la terre.

474-8. Technique de l'alignement au moyen d'un multivibrateur.

Il importe de noter que l'emploi d'un multivibrateur *ne dispense pas de l'emploi d'un ondemètre précis.* Les opérations essentielles peuvent se résumer ainsi :

On suppose naturellement que les circuits de moyenne fréquence ont été réglés rigoureusement (t. III, n° 221). Le contrôle de l'accord est effectué au moyen d'un voltmètre de sortie branché aux bornes du haut-parleur.

1° S'assurer que le calage du cadran est convenable. La vérification doit avoir lieu généralement au maximum de capacité du condensateur variable.

2° L'*ondemètre* étant réglé sur le point de coïncidence de bas de gamme (point « trimmer »), on amène l'aiguille du condensateur variable devant le repère du cadran et l'on règle successivement le « trimmer » d'accord et celui du circuit de l'oscillatrice.

3° On utilise le *multivibrateur.* On amène l'aiguille du condensateur variable devant le point de coïncidence de haut de gamme. On règle le « padding » ou, dans certains circuits, le noyau magnétique pour obtenir simplement le maximum de déviation du voltmètre de sortie.

4° On utilise l'ondemètre pour vérifier que le réglage ainsi obtenu correspond rigoureusement à l'indication du cadran. S'il en était autrement, il faudrait en conclure qu'un élément de l'alignement n'a pas la valeur voulue : condensateur variable, bobinage, accord, etc...

5° Toujours avec l'ondemètre, on revient sur le réglage du point « trimmer ». Si le déréglage est important, il faut refaire l'alignement du point supérieur en se servant du multivibrateur.

6° On vérifie rapidement, le long du cadran, que les indications sont d'accord avec celles de l'ondemètre.

7° Avec le multivibrateur, on s'assure que la tension de sortie est pratiquement constante le long de la gamme. L'existence d'un brusque « trou » révèle une anomalie dont il faut rechercher la cause. On vérifie également que l'alignement est parfait, au milieu de la gamme.

474-9. Conclusion. Ces opérations s'effectuent sans qu'il soit besoin de brancher ou de débrancher un fil quelconque du châssis. Elles peuvent être faites quand l'appareil est terminé et qu'il est déjà dans son ébénisterie, pour peu que les réglages d'alignement soient accessibles.

Cette méthode d'alignement est beaucoup plus rapide que la méthode décrite dans le tome III. Elle peut être utilisée par un opérateur non technicien, faisant mécaniquement les gestes qu'on lui a enseignés.

L'expérience montre que l'économie de temps est considérable dans un temps donné : le même opérateur aligne de trois à cinq fois plus de châssis en utilisant le multivibrateur.

L'intérêt de la méthode est donc évident, quand il s'agit de fabrication de récepteurs en grande série.

Il est juste d'ajouter qu'elle ne présente pas les mêmes garanties de sécurité que la méthode utilisant un condensateur auxiliaire. Si l'on veut éviter de très graves aléas, il faut que les différents éléments aient été très soigneusement vérifiés : qualité des enroulements, inductance, valeur des condensateurs, etc... Il faut, en somme, que l'alignement soit presque réalisé au moment où le châssis passe entre les mains de l'opérateur.

Découplage des circuits.

475. Généralités. — Deux circuits sont couplés quand toute variation de courant dans l'un d'eux provoque une variation de tension dans l'autre. Les couplages peuvent être de différentes natures : magnétiques, électriques ou statiques, et ohmiques ou faradiques. D'après cette définition, on comprend que, théoriquement, tous les circuits d'un récepteur se trouvent couplés. Il y a obligatoirement certains éléments, certaines portions de circuits qui sont communs et qui constituent un couplage.

Deux connexions voisines présentent un certain coefficient d'induction mutuelle et une certaine capacité; elles sont donc couplées à la fois magnétiquement et statiquement [1].

1. Voir à ce sujet n° 279 de ce tome.

Tous les circuits anodiques, tous les circuits d'écran des tubes ont en commun les circuits d'alimentation anodique : ils sont donc couplés.

Toutefois, il est facile de comprendre que, suivant la fréquence des courants considérés, un même couplage puisse avoir des conséquences plus ou moins importantes qui seront étudiées dans les paragraphes suivants.

475 bis. Influence de la fréquence. — Choisissons l'exemple des circuits anodiques d'un récepteur. Sur la figure 306 nous avons isolé les circuits de redressement et de filtrage, ainsi que les circuits d'anode de deux tubes. En éliminant tous les autres circuits, il est plus facile de concentrer notre attention sur ce cas particulier.

Sous cette forme simple, il apparaît immédiatement que les deux circuits sont couplés. En effet, ils ont en commun la connexion AB, le condensateur C_2, ainsi que l'ensemble complexe, constitué par l'impédance Z_f, le condensateur C_1, la valve et le transformateur d'alimentation.

Cherchons à déterminer comment le montage se comportera pour les différentes fréquences.

Admettons, pour commencer, qu'il s'agisse de la fréquence zéro; c'est-à-dire de courant continu. Les impédances de C_2 et C_1 seront infiniment grandes; par contre, l'impédance de Z_f et celle de AB seront réduites à leur valeur ohmique. Il faudra ajouter à ce couplage ohmique celui qu'apporteront la valve et le transformateur.

A mesure que nous augmenterons la fréquence, l'impédance Z_f augmentera et celle de C_2 diminuera. Le circuit anodique de chaque tube est constitué comme suit : positif haute tension, anode, cathode, masse ou négatif haute tension. Il en résultera que les composantes alternatives des courants d'anode tendront à se fermer uniquement par C_2, à mesure que la fréquence sera plus élevée. Pour les courants alternatifs à fréquence assez grande, le seul couplage sera donc apporté par C_2 et par AB.

L'impédance de AB étant négligeable en basse fréquence, il suffit, en définitive, de considérer C_2.

Admettons qu'il s'agisse d'un condensateur de 8 microfarads. Il est facile de calculer que l'impédance à 100 hertz est de 200 ohms. *C'est donc une valeur notable.*

L'impédance de couplage devient rapidement négligeable quand la fréquence augmente, dans l'hypothèse où C_2 est une capacité pure. Mais, en pratique, C_2 sera le plus souvent un condensateur électrolytique équivalent à une capacité pure *en série avec une résistance.* Le couplage par la résistance (qui peut être de l'ordre de 100 ohms et plus, pour certains condensateurs de mauvaise fabrication) se maintient pour toutes les

valeurs de fréquence. Cela est, d'ailleurs, d'autant plus grave que la grandeur de la capacité effective diminue, en général, avec la fréquence [1]

C'est pour ces raisons qu'il est souvent utile de placer un condensateur au papier de 50 000 ou 100 000 picofarads en parallèle avec C_2. Il est évident, en effet, que ce condensateur à faible perte C_3 shunte l'ensemble constitué par la capacité effective C'_2 en série avec R_s (fig. 307).

On constatera souvent que l'action de ce condensateur C_3 n'est pas la même, selon qu'il est branché au point A ou au point B (fig. 306). C'est qu'en effet, le branchement au point A conserve le couplage par la connexion AB. Celui-ci est négligeable pour les fréquences basse et moyenne, mais il peut en être autrement pour les fréquences élevées. Quand la fréquence augmente, l'effet pelliculaire devient plus important, ce qui se traduit par une augmentation de résistance effective. De plus, l'inductance de la connexion peut se traduire par une augmentation d'impédance notable. Cela sera vrai, en particulier, pour les ondes très courtes. A une fréquence de 30 mégahertz, il n'est plus permis de négliger l'inductance d'une connexion droite de quelques centimètres.

476. Autres causes de couplages. — L'exemple choisi et schématisé par la figure 306 est le plus fréquent, mais il n'est pas le seul. Les circuits de commande des tensions de régulation permettraient d'aboutir à peu près au même schéma. Le couplage est alors produit dans les circuits de grille des différents étages commandés.

Des couplages parasites sont souvent aussi produits par les retours de masse du châssis. La résistance électrique d'une soudure bien faite n'est pas nulle. Si deux connexions sont soudées au même point du châssis, elles sont couplées entre elles. S'il s'agit d'une mauvaise soudure, le couplage peut prendre des valeurs considérables. Il faut, d'ailleurs, noter que la valeur de beaucoup de résistances de contact varie avec la fréquence.

Ainsi, telle *masse* se comportera normalement sur ondes normales et constituera une résistance notable sur ondes courtes.

477. Conséquences des couplages parasites. — En règle générale, des étages d'amplification seront intercalés entre les deux circuits couplés. Le résultat du couplage sera donc de ramener dans le circuit d'amplification une fraction plus ou moins grande des tensions déjà amplifiées.

1. Voir tome III, n° 108.

On est donc en présence d'une réaction [1]. Suivant que les tensions seront en opposition de phase ou en phase, il y aura *réaction négative* ou *réaction positive*. Il y aura diminution du gain dans le premier cas et augmentation dans le second. Si le *facteur de réaction* est assez élevé il peut y avoir production d'oscillations spontanées. On dit alors que le montage est instable ou, en argot de métier, qu'il *accroche*. La fréquence des oscillations ainsi entretenues peut, suivant la nature des circuits, être haute ou basse. Nous verrons plus loin comment elles peuvent se manifester.

478. Distorsion produite, en basse fréquence, par les couplages parasites. — Il convient d'examiner tout particulièrement les conséquences produites par un couplage parasite en basse fréquence. En général, le récepteur comportera seulement deux étages : le tube d'attaque ou préamplificateur et le tube de sortie.

Nous avons reconnu qu'il existait toujours un couplage par le dernier condensateur de filtrage C_2 (fig. 306) pour les fréquences inférieures à

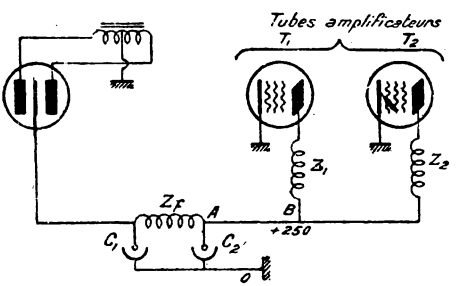


Fig. 306.

quelques centaines de périodes par seconde. Les tensions fournies par les deux tubes sont en opposition de phase. Il y a ainsi contre-réaction et le couplage se traduit par une diminution de gain de l'amplificateur. Il y a donc distorsion de fréquence. L'amplificateur sera d'autant moins apte à reproduire les fréquences basses que C_2 sera plus petit.

Si nous introduisons à l'entrée de l'amplificateur une tension complexe à 100 hertz, par exemple, on constatera que le gain correspondant à la fondamentale est beaucoup plus faible que celui qui correspond aux harmoniques successifs. La forme de la tension de sortie sera donc très différente de celle de la tension d'entrée.

S'il y a plus de deux étages d'amplification le couplage dans C_2 peut se traduire par l'apparition d'oscillations spontanées.

1. Voir tome II, n° 229, ainsi que n° 000.

479. Découplage des circuits. — Découpler deux circuits, c'est prévoir des dispositifs permettant de séparer les composantes pour lesquelles un couplage parasite pourrait se produire.

Reprenons le schéma figure 306 et proposons-nous de découpler les circuits d'anode des deux tubes T_1 et T_2. Nous arriverons très facilement à ce résultat à l'aide des dispositions figure 308. Des impédances Zd_1 et Zd_2, qui peuvent être de simples résistances, ont été intercalées, en série dans chaque circuit de plaque, et des condensateurs Cd_1 et Cd_2 disposés entre masse (ou cathode) et retour de circuit d'anode.

Nous choisirons Zd_1 et Cd_1 de telle sorte que, pour toutes les fréquences

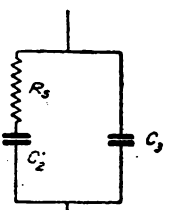


Fig. 307.

considérées, l'impédance de Cd_1 soit négligeable par rapport à celle de Zd_1. Nous ferons de même pour l'autre circuit.

Dans ces conditions, il est évident que les composantes alternatives présentes dans les circuits d'anode traverseront les condensateurs Cd_1 et Cd_2. Les tensions alternatives développées entre les bornes de C_2 seront alors négligeables. Nous aurons ainsi supprimé le couplage, puisque, pour toutes les fréquences considérées, *les circuits d'anode des deux lampes sont complètement séparés.*

Remarquons, en passant, que la cellule de découplage constitue, en fait, une cellule de filtrage supplémentaire. Elle éliminera efficacement les tensions de ronflement si elle a été calculée pour apporter un découplage efficace à la fréquence du ronflement.

480. Détermination des éléments de découplage. — Un certain nombre de considérations permettront de fixer la grandeur des éléments Cd et Zd.

L'impédance série peut être une simple résistance ou une inductance. Quand le circuit est traversé par un courant continu (cas de la fig. 308) la valeur admissible de la résistance ohmique de Zd est limitée. La chute de tension doit, en effet, rester dans des limites acceptables. Quand on

connaît la grandeur maximum de Zd, on peut fixer immédiatement la grandeur minimum de Cd.

Soit, par exemple, à découpler deux circuits de haute fréquence. L'intensité anodique du tube, au repos, est de 5 milliampères. La tension anodique est de 250 volts. Nous pouvons considérer que la chute de tension sera négligeable si elle ne dépasse pas 10 %, soit, dans le cas présent, 25 volts. Il en résulte que la résistance de Zd sera, au maximum, de $\frac{25}{0{,}005}$ ou 5 000 ohms.

Les plus basses fréquences seront ici de l'ordre de 150 kHz (soit 2 000 m.). Si nous adoptons $Cd = 0{,}1$ microfarad, il est facile de calculer que la réac-

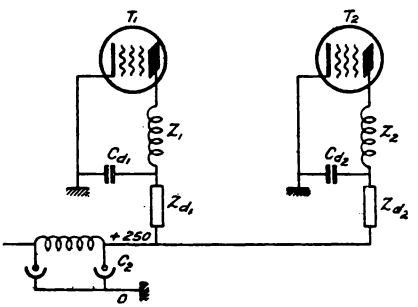


Fig. 308.

tance correspondante à 150 kHz est de l'ordre de 10 ohms. Elle est donc tout à fait négligeable par rapport à 5 000 ohms.

Supposons maintenant qu'il s'agisse de deux tubes amplificateurs de basse fréquence. Le premier est le tube préamplificateur et l'on donne à Z_1 des valeurs de l'ordre de 250 000 ohms. Si l'on admet encore une chute de tension de l'ordre de 10 %, on est amené à prendre pour Zd une valeur de l'ordre de 20 000 ohms. On pourra considérer la réactance de Cd_1 comme négligeable si elle est inférieure à 50 ohms. Si nous choisissons 50 périodes/s comme la plus basse fréquence, nous serons amené à prendre Cd_1 relativement grand. En effet, il est facile de déterminer que la valeur de capacité correspondante *est de l'ordre de* 64 *microfarads*. En pratique, on sera donc amené à prévoir un découplage moins efficace pour les fréquences basses, ou à augmenter la valeur de l'impédance série.

C'est précisément la difficulté de réaliser des découplages très efficaces aux basses fréquences qui fait naître les phénomènes d'oscillations à très basse fréquence dont il sera question plus loin.

Le découplage complet du tube final se heurte à des difficultés encore plus

grandes parce que l'intensité anodique est considérable et qu'il importe de ne pas créer de chute de tension.

En fait, on préférera souvent supprimer purement et simplement Zd_2 et se borner à découpler les autres circuits anodiques.

Dans les circuits de régulation, le problème du découplage est simplifié parce qu'il s'agit tout simplement de transmettre une tension pratiquement continue et d'éliminer toutes les composantes variables. On peut alors utiliser des résistances très élevées (de l'ordre de 1 mégohm). Un découplage efficace est encore obtenu, même pour les plus basses fréquences acoustiques, avec des condensateurs de quelques dixièmes de microfarads.

Quand il importe de réduire la chute de tension, on peut utiliser des bobines d'arrêt dont la résistance ohmique est négligeable. Toutefois, le découplage ainsi obtenu ne sera efficace que pour une bande de fréquences généralement assez faible, s'étendant de part et d'autre de la fréquence de résonance de l'ensemble constitué par la bobine et les capacités associées. On peut aussi déterminer facilement la grandeur des éléments de découplage et s'expliquer leur action en considérant que le condensateur Cd_1 devient la source d'alimentation anodique du tube T_1, Cd_2 étant la source d'alimentation anodique du tube T_2. Il faut que la valeur des capacités soit telle que la variation de tension au cours d'une période soit pratiquement nulle. Cela conduit à considérer que la période des variations de courant doit être négligeable devant la constante de temps (C. × R) des éléments de découplage.

481. Emplacement des organes de découplage. — Le but des circuits de découplage est, en définitive, de réduire la longueur du trajet de certaines composantes. Son but sera d'autant mieux atteint que ce trajet sera plus réduit. *Il faudra donc disposer le condensateur de découplage directement à la sortie de l'impédance de charge du tube* Z_1 *ou* Z_2. *L'autre armature sera directement reliée à la cathode.* On pensera qu'un retour de masse défectueux pourra être une cause de couplage.

Chaque fois qu'on le pourra, il sera intéressant de disposer les circuits de découplage à l'intérieur même des blindages. Ce sera le cas, par exemple, des transformateurs de haute et de moyenne fréquence. On évitera ainsi des couplages parasites qui pourraient se produire entre les éléments de découplage eux-mêmes.

482. Découplage des circuits de cathode. — La tension de polarisation d'un tube est généralement obtenue en insérant une résistance de valeur convenable R_k dans le retour cathodique (fig. 309 *a*). Cette résistance est parcourue aussi bien par les composantes alternatives. Il est visible,

sur la figure, que la tension développée entre les extrémités de R_k est, en fait, appliquée entre cathode et grille du tube.

Il y a donc là un effet de contre-réaction. Nous avons d'ailleurs étudié précédemment ce cas particulier. Pour éviter cet effet, il faut *découpler* la résistance R_k. On peut utiliser le procédé schématisé figure 309 *b*, et dans ces conditions, un seul condensateur suffit pour obtenir le découplage des deux résistances.

Mais l'adjonction de *Zd* a l'inconvénient de créer une chute de tension anodique. Malgré les avantages du découplage, on se borne souvent, tout au moins dans le récepteur bon marché, à découpler la résistance R_k pour les composantes alternatives de fréquence normale, en la shuntant par un condensateur.

Le résultat sera acquis si la réactance du condensateur est négligeable

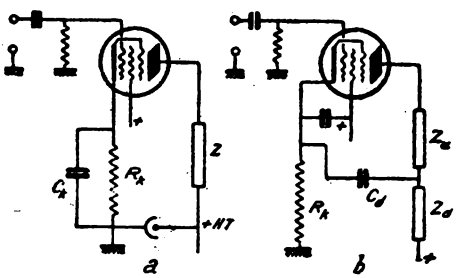


Fig. 309.

par rapport à R_k. On voit immédiatement d'après cela qu'on sera amené à prendre C_k d'autant plus grand que R_k sera plus petit.

Avec certains tubes modernes à grande pente, la valeur convenable pour R_k est de l'ordre de 150 ohms. Il en résulte qu'un découplage efficace ne pourra être obtenu que pour des valeurs de capacité considérables. Ainsi, si nous admettons qu'une réactance de 15 ohms environ à 50 périodes remplit les conditions fixées, on est amené à prendre $C_k = 200$ microfarads. On se contente, le plus souvent, de prendre $C_k = 20$ microfarads. Mais il est certain que, dans ces conditions, il y a obligatoirement une diminution de gain considérable pour les fréquences basses.

Pour éviter ce défaut, il n'y aura donc pas d'autre moyen que d'utiliser un schéma permettant un découplage plus efficace.

483. Oscillations spontanées, motor-boating. — Les oscillations spontanées ou *accrochages* provoqués par des couplages parasites se manifestent principalement après l'alignement des circuits. Elles peuvent pren-

dre différentes formes dont une des plus fréquentes est le *motor-boating*, ce qui peut se traduire par : *bruit de bateau à moteur*. L'instabilité se manifeste par une succession de hoquets qui obéissent à un rythme régulier. Le mécanisme du phénomène est facile à comprendre. La naissance des oscillations spontanées se traduit par l'application d'une très importante tension au circuit détecteur-régulateur. Il en résulte la transmission d'une tension de régulation importante qui, en réduisant le gain, provoque la disparition des oscillations. Mais les choses revenant au point de départ, les oscillations s'amorcent de nouveau et le phénomène recommence. Le *motor-boating* traduit donc une succession d'amorçages et d'extinctions des oscillations parasites. Le rythme est imposé par la constante de temps des différents éléments.

Quand le couplage parasite est très important ou quand l'action du régulateur n'est pas assez énergique, les oscillations se manifestent d'une manière continuelle.

En présence du phénomène, il faut chercher tout d'abord dans quels circuits il se manifeste. Cette recherche sera beaucoup plus facile si on paralyse l'action régulatrice, ce qui a pour effet de supprimer le motor-boating, à moins que ce phénomène ne soit dû à d'autres causes que nous examinerons plus loin.

484. Oscillations parasites des circuits de moyenne fréquence. — Le diagnostic est facile à faire. Quand on règle le récepteur sur une station, on observe un sifflement d'interférence qui devient de plus en plus grave à mesure qu'on approche du réglage exact.

A l'accord précis, ce sifflement s'annule pour redevenir de plus en plus aigu à mesure que l'on s'écarte davantage de l'accord. Le même fait se produit pour toutes les stations, quelle que soit leur longueur d'onde. Lorsque le phénomène est particulièrement violent, il peut paralyser complètement le récepteur. Toute réception devient impossible. On distingue simplement les ondes porteuses des principales stations.

On observe souvent qu'il suffit de désaccorder légèrement un des circuits de moyenne fréquence pour faire cesser le mal. L'importance du désaccord nécessaire donne une mesure première de la grandeur du couplage parasite. Il va sans dire qu'il ne suffira pas de provoquer le décrochage de cette manière pour considérer le problème résolu. Ce serait évidemment un moyen dangereux qui risquerait de réduire la sensibilité du récepteur.

Le couplage parasite peut être produit dans l'alimentation ou par des découplages défectueux. Il suffit souvent de découpler le circuit anodique

du tube changeur de fréquence ou du tube amplificateur à l'aide d'une résistance de 5 à 10 000 ohms et d'un condensateur de 100 000 pF pour stabiliser l'amplificateur.

Le couplage peut aussi être produit par le voisinage de deux connexions ou de deux organes. La recherche de la cause exacte pourra être très délicate s'il s'agit d'un prototype. Mais s'il s'agit d'un appareil de série, on pourra naturellement conclure à un défaut accidentel et le diagnostic sera beaucoup plus facile.

Il est fréquent d'observer que les oscillations de l'amplificateur de moyenne fréquence ne se produisent que pour certaines gammes de l'accord. Le défaut existera, par exemple, entre 500 et 600 mètres et plus souvent encore, au début de la gamme grandes ondes. Cette observation démontre qu'il y a une réaction entre l'accord et les circuits de moyenne fréquence, malgré le blindage statique à l'intérieur du tube changeur de fréquence. Dans ces conditions, le phénomène tend naturellement à se produire quand l'impédance du circuit de la grille de commande est élevée pour la moyenne fréquence.

485. Oscillations parasites du circuit d'entrée. Blocages. — Ces oscillations se produiront, en général, dans une seule bande de longueurs d'onde et, plus souvent encore, sur une fraction seulement de la gamme. On pourra les reconnaître en plaçant un appareil de mesure en série dans la grille de modulation (fig. 304). Le fonctionnement anormal sera révélé par une brusque augmentation d'intensité.

A l'écoute, le phénomène se traduit par l'audition de nombreux sifflements enchevêtrés. A un degré plus élevé, toute audition peut devenir impossible.

Le défaut est généralement produit par un couplage excessif des enroulements d'oscillations locales. Il peut aussi être produit par un excès de tension d'anode d'oscillation ou, encore, par un couplage parasite existant entre le circuit d'accord et l'oscillatrice.

486. Motor-boating par glissement de fréquence. — Lorsque le récepteur n'est pas réglé sur une audition ou lorsque la puissance exigée de l'appareil est modeste, le fonctionnement paraît stable. Mais des oscillations de relaxation [1] s'amorcent dès que l'on veut obtenir une puissance plus grande. On observe que la fréquence et l'amplitude des oscillations parasites deviennent plus faibles si l'on augmente la capacité du dernier

1. Voir tome I, n° 145.

condensateur de filtrage. Ce phénomène est très fréquent dans les gammes d'ondes courtes. Il est plus rare sur les gammes d'ondes moyennes, mais peut, néanmoins, se manifester si l'étage de sortie est très puissant et s'il est alimenté par le même redresseur que les circuits normaux du récepteur.

Le mécanisme d'entretien des oscillations est le suivant :

Lorsque les circuits de basse fréquence reproduisent une composante de grande amplitude, il y a une augmentation d'intensité anodique due au fait que la caractéristique du tube de sortie n'est pas parfaitement droite. Il en résulte une baisse de tension anodique, d'autant plus importante que la capacité de sortie de filtre est plus faible. Ce dernier condensateur sert, en quelque sorte, de réservoir.

La variation de tension anodique, transmise au tube changeur de fréquence, se traduit par un glissement de fréquence. Il en résulte que l'amplitude téléphonique tend à baisser, ce qui, précisément, pour la même raison que tout à l'heure, fait diminuer légèrement l'intensité anodique. Il en résulte alors une augmentation de tension anodique qui provoque, cette fois, un glissement dans l'autre sens. Le récepteur est donc à la recherche d'un éternel équilibre. En réduisant la puissance, on réduit naturellement l'appel de courant et, en conséquence, le phénomène. On conçoit que le défaut puisse être particulièrement net sur les ondes courtes ou le glissement de fréquence peut atteindre des valeurs considérables.

Les remèdes sont ceux qui réduiront le glissement de fréquence ou qui éviteront la variation de tension. Parmi ces derniers, nous avons déjà cité l'augmentation de capacité du dernier condensateur.

On peut réduire le glissement de fréquence en soignant le montage du circuit d'oscillation locale : tension, valeurs des inductances, etc... L'anode de l'élément oscillateur sera, de préférence, alimentée par une résistance série, découplée par une très forte capacité, qui jouera le rôle d'un second réservoir. Une capacité de 4 à 16 microfarads fait généralement disparaître le phénomène. On peut aussi accorder le circuit d'anode au lieu d'accorder le circuit de grille.

Dans les cas difficiles, on peut aussi alimenter l'anode d'oscillation directement, avant filtrage (point B de la fig. 301). On insérera une résistance plus élevée, puisque la tension de départ est de 100 à 125 volts plus grande. Le glissement de fréquence se trouvera plus réduit pour deux raisons concordantes :

a) la variation de tension aux bornes du condensateur est beaucoup plus réduite;

b) la résistance effective du circuit anodique de l'élément oscillateur est plus élevée.

Recherche des ronflements.

487. Généralités. — On classe souvent sous le nom de *ronflements* ou *bourdonnements de secteur* des bruits à fréquence très basse qui, tout en ayant leur origine dans le courant alternatif du secteur, peuvent agir sur l'appareil de bien des manières différentes. Une construction soignée permet toujours de réduire suffisamment cet effet gênant pour qu'il puisse être pratiquement considéré comme supprimé. Cette opération est facilitée par deux faits :

a) le haut-parleur est généralement peu sensible aux courants de fréquence 50 et 100.

Un excellent haut-parleur pourra produire un ronflement appréciable ou même gênant, alors qu'un mauvais haut-parleur donnera un silence absolu. Il ne faut nullement condamner, pour cette raison, l'emploi du bon haut-parleur. L'avantage apparent du haut-parleur médiocre vient du fait qu'il ne transmet aucune énergie acoustique au-dessous de 200 ou 150 périodes par seconde.

b) La sensibilité de l'oreille est très faible pour des sons aussi graves. Pour obtenir une même impression auditive, entre deux sons à 50 et à 500 périodes, il faut que la puissance mise en jeu dans le premier cas soit de 50 décibels plus élevée; ce qui correspond à un rapport de 100 000/1.

Parmi les causes les plus courantes, on peut citer :

a) Défaut de filtrage de la tension anodique;

b) Ronflement d'excitation du haut-parleur;

c) Modulation de ronflement sur un étage de haute fréquence;

d) Ronflement dans une lampe;

e) Induction dans un circuit de basse fréquence;

f) Défaut d'équilibre d'un retour cathodique (lampe à chauffage direct).

En présence d'un récepteur qui bourdonne, il faut, en premier lieu, chercher la cause de la perturbation. On songera, dans cette recherche, que deux causes peuvent coexister.

488. Défaut de filtrage. — S'il s'agit d'un simple défaut de filtrage on constatera généralement que le mal est réduit dans une proportion notable en doublant la capacité du condensateur de sortie de la tension anodique.

On pourra, soit utiliser un condensateur d'une capacité plus élevée, soit encore augmenter l'impédance de la branche série du filtre de tension anodique. L'intensité de courant anodique provoque parfois la saturation magnétique des éléments intercalés en série (enroulements d'excitation

du haut-parleur, bobine de filtrage, etc...). Il en résulte que seule la composante purement ohmique intervient dans le filtrage.

On peut aussi, naturellement, utiliser une seconde cellule de filtrage. Il faudra que la résistance ohmique de celle-ci soit négligeable. S'il en était autrement, on perdrait une fraction de la tension anodique.

Il arrive aussi que le défaut de filtrage soit apporté par une capacité parasite qui shunte la branche série du filtre.

489. Ronflement d'excitation du haut-parleur. — Si le ronflement provient de l'enroulement d'excitation du haut-parleur, on peut atténuer le défaut en augmentant la capacité d'entrée du filtre ou en prévoyant une cellule de pré-filtrage.

La question a été étudiée dans le chapitre XV, para **285**. Il va sans dire que l'emploi d'un haut-parleur à aimant permanent apporte une solution complète au problème.

490. Modulation de ronflement dans un étage de haute fréquence. — Le phénomène ne se manifeste généralement que si l'appareil est réglé sur une station relativement puissante. Il disparaît sur les stations faibles. Il faut d'ailleurs observer en passant que certaines stations possèdent elles-mêmes une modulation parasite à 50 hertz. C'est le cas, au moment où ces lignes sont écrites, pour un certain nombre de stations françaises. Il ne faut pas confondre les deux cas. Il est évident qu'on ne peut rien faire, au récepteur, pour supprimer un bruit de fond produit à l'émission.

Il sera relativement facile de distinguer si l'on est effectivement en présence de ronflement. En diminuant la tension reçue, on doit provoquer une diminution relative de la perturbation s'il s'agit d'une modulation. Pour faire cette expérience on pourra utiliser une petite antenne intérieure dont il est facile de réduire la longueur.

Le phénomène est fréquent dans les récepteurs « *Tous courants* ». On peut, généralement, le supprimer en shuntant le secteur par une capacité de 0,1 microfarad et en disposant des capacités de cet ordre de grandeur entre cathode et chacune des anodes de la valve.

Une modulation parasite peut provenir d'une induction entre un circuit de haute fréquence et un circuit que traverse le courant alternatif : transformateur, circuit de chauffage, etc... Un retour de masse défectueux, ou commun avec un retour de courant alternatif, peut amener le même défaut.

L'emploi d'une bonne prise de terre peut empêcher le phénomène de se manifester.

La tension de ronflement est parfois introduite par l'antenne. Il pourra en être ainsi si le collecteur d'onde passe au voisinage des circuits du secteur. Le couplage avec l'antenne peut être purement statique. Malgré la très faible capacité effective, la perturbation peut atteindre une valeur notable quand il s'agit d'une ligne à haute tension.

Parfois encore, le ronflement de modulation se manifeste quand le circuit de chauffage est électriquement séparé des cathodes.

491. Ronflement dans un tube récepteur. — Des ronflements peuvent naître dans le tube lui-même. S'il s'agit d'une cause purement intérieure, on en conclura que le tube est défectueux. Mais il arrive qu'une cause extérieure puisse agir sur le fonctionnement de la lampe. Ainsi, par exemple, les trajectoires électroniques sont déviées dans un champ magnétique. S'il s'agit d'un champ magnétique alternatif, il y aura vibration des trajectoires, ce qui équivaut à une modulation.

Cet effet prendra naturellement naissance si certains tubes sont au voisinage même du transformateur d'alimentation et si les fuites magnétiques de ce dernier sont importantes.

S'il en était besoin, il faudrait protéger les tubes contre l'action du champ alternatif par des blindages épais en métal à haute perméabilité. Les blindages d'aluminium ou la métallisation des lampes ne peuvent protéger que contre les champs magnétiques à haute fréquence ou contre des champs électriques.

492. Induction dans un circuit de basse fréquence. — L'induction dans un circuit de basse fréquence est un phénomène très fréquent. Une tension alternative est transmise par couplage statique à un élément quelconque de l'entrée des circuits de basse fréquence. La perturbation est amplifiée de la même manière que les composantes téléphoniques.

L'identification de ce défaut est relativement facile. Le ronflement est rarement à 50 hertz, il est surtout composé des harmoniques supérieurs, ce qui donne au bruit parasite une sonorité caractéristique.

La connexion sur laquelle l'induction offre le plus grand danger est, naturellement, l'entrée de l'amplificateur de basse fréquence. Le phénomène est facilité par l'étendue de cette connexion qui doit relier la prise « pick-up », le potentiomètre de puissance, la grille du premier tube de basse fréquence et, parfois, le commutateur. Les possibilités d'induction sont rendues encore plus grandes parce que le potentiomètre de puissance est souvent combiné avec l'interrupteur du secteur.

On sera amené le plus souvent à blinder cette connexion. On complé-

tera cette action en utilisant un capuchon blindé pour le premier tube amplificateur. On s'efforcera de réaliser ce blindage de telle sorte que la capacité parasite ainsi ajoutée soit aussi réduite que possible.

Le champ de fuite du transformateur d'alimentation peut induire une tension dans les enroulements d'un transformateur de basse fréquence. Pour éviter cet effet, il faut éloigner le transformateur de basse fréquence ou chercher l'orientation pour laquelle le couplage est pratiquement nul.

493. Défaut d'équilibre du retour cathodique. — C'est une cause de ronflement qui n'existe que dans les tubes à chauffage direct. Le retour cathodique doit normalement être connecté au point milieu du filament ou à un point correspondant. Tel est le cas, par exemple, du milieu de l'enroulement de chauffage. Toutefois, cela suppose que les deux moitiés du filament sont absolument symétriques et, en particulier, que les émissions électroniques de chaque moitié sont égales. Il n'en est pas toujours ainsi. Pour compenser l'écart possible, le retour cathodique sera effectué à l'aide d'un potentiomètre dont les deux extrémités sont reliées aux deux extrémités du filament. La résistance du potentiomètre est déterminée par les considérations suivantes :

1) La résistance doit être assez élevée pour que la consommation de courant puisse être négligée;

2) Elle doit être assez faible pour que la contre-réaction ainsi produite soit négligeable.

CHAPITRE XXI

Parasites atmosphériques et parasites industriels. Collecteurs d'onde spéciaux

494. Parasites industriels et parasites atmosphériques. — Nous avons appris dans le tome II que, pour produire du rayonnement électromagnétique, il suffisait de communiquer une accélération positive ou négative à un électron. Toute manifestation électrique, autre que le courant continu, est donc productrice de rayonnement. Dans le cas des courants alternatifs à basse fréquence, la composante rayonnée demeure masquée par la composante « induction ». Nous avons indiqué, en effet, que l'effet « rayonnement » ne se manifestait qu'à une distance d'au moins une longueur d'onde du lieu de la perturbation. La composante rayonnée est d'autant plus importante que l'accélération communiquée aux électrons est elle-même plus grande, en valeur absolue. Il en résulte qu'un rayonnement appréciable accompagne toute variation brusque d'intensité de courant. Tous les phénomènes électriques dont la manifestation s'accompagne d'une étincelle sont précisément dans ce cas : ouverture d'un circuit, étincelles de rupture d'un trembleur de sonnette électrique, commutation d'un moteur, etc...

Les rayonnements correspondants portent le nom de : *parasites industriels.*

Néanmoins, il n'y a aucune relation directe entre l'apparence plus ou moins brillante des étincelles et l'intensité des parasites.

Il y a aussi les phénomènes électriques d'origine atmosphérique. Des échanges électriques ont lieu entre les nuages qui sont électrisés par le frottement de l'air. A l'état aigu, cet échange se traduit par le phénomène de *l'éclair* qui met en jeu des puissances électriques considérables. Beaucoup de phénomènes atmosphériques sont accompagnés, ou sont même produits par des manifestations électriques : neige, grêle, aurores boréales, etc., etc... Il en résulte des composantes rayonnées qui sont connues sous le nom de : *parasites atmosphériques.*

Les parasites atmosphériques, comme les parasites industriels, attaquent le récepteur par *choc.* Il en résulte qu'ils font osciller les circuits sur leur

longueur d'onde propre et que toute élimination par résonance est impossible.

495. Parasites atmosphériques. — La question des parasites atmosphériques a donné lieu à des travaux extrêmement nombreux. L'importance de leur élimination était considérable quand les liaisons radioélectriques étaient effectuées au moyen des ondes longues.

En certains pays, et pendant certaines périodes de l'année, toute réception était rendue pratiquement impossible à cause des parasites. L'importance de cette question a considérablement diminué depuis qu'on utilise des ondes courtes. L'expérience montre, en effet, que l'intensité des perturbations est beaucoup moins grande sur ces fréquences élevées et, d'autre part, l'amplitude des signaux est généralement beaucoup plus importante, même avec une puissance rayonnée plus faible. L'emploi de faisceaux dirigés, aussi bien à l'émission qu'à la réception donne une sécurité encore plus grande.

496. Fréquence et forme des parasites atmosphériques. — On peut, à l'oscillographe, observer et dénombrer les perturbations d'origine atmosphérique. L'intensité et le nombre des décharges varient considérablement avec la région, avec la saison, avec les conditions atmosphériques. Les parasites sont souvent presque nuls en hiver, alors qu'en été, ils sévissent d'une manière presque continuelle. Il est très facile de mesurer leur amplitude moyenne. Il suffit pour cela d'intégrer l'intensité correspondant à une série de décharge pendant un temps relativement long.

On reconnaît que les perturbations sont absolument réparties au hasard et qu'elles n'ont que rarement le caractère oscillatoire. Elles consistent, en général, en de brusques impulsions n'ayant point de fréquence parfaitement définie.

On constate expérimentalement que les perturbations sont à peu près également gênantes dans toute la bande de longueurs d'onde qui s'étend de 200 mètres à 30 000 mètres.

Au-dessous de 200 mètres on observe une diminution très nette et progressive, à mesure que décroît la longueur d'onde. Il est rare que les parasites soient gênants au-dessous de 30 mètres. Au-dessous de 20 mètres, ils sont, sauf cas spéciaux, pratiquement inexistants.

497. Portée, direction, variations journalières. — Les avis concernant la portée des parasites ont été pendant longtemps très partagés. Certains auteurs pensaient que la portée des perturbations pouvait dé-

passer des milliers de kilomètres, d'autres qu'elle était au maximum de quelques dizaines de kilomètres. Il est probable que la vérité est entre les deux opinions. La portée des décharges ordinaires est certainement inférieure à 50 kilomètres, celles d'un violent orage peuvent être supérieures à 100 kilomètres.

On observe, en général, que les parasites les plus violents semblent venir du zénith, mais que les plus nombreuses décharges semblent venir de l'horizon.

Au cours d'une journée, l'intensité des parasites est généralement minimum dans la matinée. Elle croît régulièrement dans la journée et dans la première partie de la nuit pour être maximum entre 23 h 00 et 02.00 de la journée suivante. Il est assez fréquent, en été, d'observer des maxima secondaires dans le courant de la soirée et de la nuit.

498. Réceptions dites « anti-parasites ». — Des milliers de brevets ont été déposés concernant des dispositifs pour éliminer, ou simplement diminuer, les perturbations. Aucune de ces milliers d'inventions n'a apporté une solution acceptable et très rares sont celles qui se traduisent simplement par une amélioration. On peut classer ces systèmes en quelques catégories :

a) *Limiteurs d'intensité.* Ce sont des montages dans lesquels, par un moyen quelconque, on limite l'amplitude des variations de tension. Ces procédés donnent des résultats appréciables en télégraphie où les variations d'amplitude du signal sont constantes. Ils sont d'une application plus difficile en téléphonie. Ils ont cependant reçu quelques applications qui semblent aujourd'hui en voie d'abandon (système Lamb).

b) *Systèmes d'opposition.* — Sur une antenne on reçoit le signal et les parasites; sur une antenne auxiliaire on reçoit les parasites seulement. On réalise un circuit mettant en opposition les deux composantes perturbatrices. On peut ainsi espérer ne recevoir que le signal. Pratiquement ce moyen simple ne donne que des résultats généralement nuls. Il est, en effet, impossible d'obtenir l'opposition de phase pour toutes les composantes parasites. Dans ces conditions, si certaines composantes sont effectivement réduites, d'autres composantes se trouvent renforcées. Le bénéfice est ainsi négligeable.

c) *Systèmes sélectifs.* — Ce sont des procédés applicables seulement à la télégraphie. Les signaux se traduisent par des sons de fréquence acoustique bien définie. Les parasites se traduisent par des bruits. L'oreille de l'opérateur peut, dans une certaine mesure, faire la sélection nécessaire.

on peut l'aider en intercalant des circuits comportant la sélection en basse fréquence.

d) *Systèmes répéteurs.* — Un autre procédé, qui donne des résultats excellents, mais utilisables exclusivement en télégraphie, consiste à répéter chaque signal un certain nombre de fois. La probabilité veut que les parasites, obéissant aux lois du hasard, ne se combinent pas de la même manière avec le signal, à chaque répétition. Il y a là un moyen d'éliminer l'influence perturbatrice.

499. Conclusion. — Cette étude, extrêmement brève, sera sans doute suffisante pour montrer que la technique est à peu près désarmée en présence des parasites d'origine atmosphérique. Les seuls moyens ayant une efficacité incontestable ne sont applicables qu'au trafic télégraphique.

Parasites industriels.

500. Généralités. — Les parasites industriels agissent sur le récepteur de la même manière que les parasites atmosphériques. Ce sont des impulsions électriques très brèves. Les circuits oscillent alors sur leur longueur d'onde propre. Toute élimination est impossible lorsque l'action est transmise à l'entrée du récepteur.

La gamme des fréquences perturbées peut être plus étendue qu'avec les perturbations atmosphériques. C'est ainsi, par exemple, que les parasites produits par les circuits d'allumage des moteurs à explosion sont particulièrement gênants entre les longueurs d'onde de 6 et 20 mètres.

Les sources de parasites les plus fréquentes sont : les moteurs à collecteur, les rupteurs à contacts vibrants (sonnettes électriques, bobines d'induction, etc...), les tubes luminescents (enseignes lumineuses), les lignes à haute tension, etc...

Mais, contrairement à ce qui se passe pour les parasites atmosphériques, la source de la perturbation est ici accessible, tout au moins théoriquement. On peut envisager deux principes de protection :

a) empêcher la production ou la propagation du rayonnement parasite;

b) empêcher son entrée dans les circuits du récepteur.

501. Propagation des parasites industriels. — *Des expériences nombreuses et concordantes montrent que les perturbations se propagent surtout le long des conducteurs métalliques.* Les lignes peuvent être : les conducteurs du réseau d'éclairage, les canalisations du chauffage central, les lignes téléphoniques, etc... La perturbation peut, d'ailleurs, franchir

par induction, par couplage statique, ou même par rayonnement, des interruptions de quelques décimètres dans un conducteur. Elle peut ainsi passer d'une ligne à haute tension à une ligne téléphonique, etc... De la sorte, les parasites industriels peuvent franchir des distances très importantes.

Il est relativement facile de s'assurer que la composante purement rayonnée ne se propage qu'à une distance très réduite. Il s'agit, d'ailleurs, le plus souvent, d'une composante purement inductive. L'essai doit être fait avec un récepteur complètement indépendant du réseau qui est le gros réservoir de parasites. Un récepteur à batterie, ou un récepteur installé sur une voiture automobile, permettent ainsi de faire des observations très instructives et très intéressantes.

Par exemple, dans une automobile munie d'un équipement radio, on parcourt une rue, le long de laquelle se déplacent des tramways à trolley. Les perturbations sont intenses quand l'automobile circule entre les rails et le conducteur. Par contre, il suffit d'écarter latéralement la voiture de quelques mètres pour observer une diminution considérable des brouillages. Parmi des centaines d'autres, l'auteur peut citer une observation personnelle particulièrement nette, faite à *Guethary* (*Basses-Pyrénées*), sur un passage supérieur du chemin de fer électrique du Midi. Une ligne à haute tension passait à moins de 5 mètres de la voiture. *L'isolement était si défectueux que le bruit des effluves était perceptible de l'intérieur de la voiture.* De plus, des trains avec « archet » circulaient sur la ligne. Dans ces conditions, il était possible d'entendre, d'une manière parfaitement convenable, l'émission de *Radio-Paris*. Cette expérience donne, à la fois, une mesure de la grande sensibilité du récepteur utilisé et de la faiblesse considérable de la composante rayonnée des parasites.

La puissance mise en jeu dans l'organe producteur des parasites ne permet pas de prévoir l'importance de la perturbation. Il est fréquent d'observer que les petits moteurs électriques produisent des parasites plus violents que les moteurs très puissants. Dans l'exemple cité plus haut, la perturbation causée par une simple sonnette électrique de la gare de Guethary était plus importante que celle de la ligne à haute tension.

La plupart des perturbations pénètrent directement dans le récepteur par couplage direct avec l'antenne (statique, en général) ou avec un des circuits du récepteur. Elles sont fréquemment introduites par les circuits d'alimentation.

502. Elimination des parasites à la source. — Puisque les perturbations circulent le long des circuits métalliques, il est relativement

facile d'en empêcher la propagation à grande distance. Il suffit, pour cela, de leur ouvrir un chemin dont la résistance soit négligeable. Comme il s'agit de variations de courants à haute fréquence, un condensateur à faible résistance série constitue pratiquement un court-circuit. Au besoin, on pourra compléter l'action des condensateurs en disposant des bobinages présentant une impédance importante pour les perturbations et négligeable pour les courants qui circulent normalement dans la ligne. La valeur des capacités doit être fixée expérimentalement. Elle est généralement

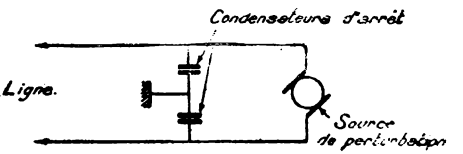


Fig. 310.

comprise entre 0,05 et 1 microfarad. Il est essentiel que le facteur de qualité de ces condensateurs soit excellent.

D'autre part, ils doivent être prévus pour supporter en permanence la tension existant entre la ligne et la terre. Cette dernière condition indique que le procédé demeure inapplicable s'il s'agit d'arrêter les perturbations sur une ligne à haute tension. Il sera pratiquement impossible de réaliser des condensateurs de 1 microfarad pouvant supporter 200 000 volts. En dehors de la limitation précédente, le système de la figure 310 constitue l'élément essentiel de tous les dispositifs antiparasites.

503. Emplacement et installation des condensateurs de blocage — Pour que le schéma de la figure 310 puisse donner les meilleurs résultats, il est absolument essentiel que les condensateurs d'arrêt soient placés aussi près que possible de l'endroit où naissent les perturbations. Ainsi, par exemple, dans le cas d'un moteur, les condensateurs seront disposés *directement entre les balais de la machine et la carcasse.* Celle-ci, ainsi que toutes les masses métalliques, seront reliées à la terre; on évitera ainsi tout rayonnement secondaire.

La qualité de la prise de terre aura une grande importance. La résistance ohmique des conducteurs devra être absolument négligeable.

Il peut être intéressant de prévoir différents groupes de condensateurs d'arrêt, disposés à certains endroits que l'on déterminera par expérience.

504. Blindages des sources de perturbations. — Les dispositions précédentes seront souvent utilement complétées par le blindage des

sources de perturbations. On pourra utiliser soit un blindage continu par feuilles métalliques, soit par du grillage à mailles plus ou moins larges. Le blindage sera relié à toutes les masses métalliques voisines ainsi qu'à la terre.

Ce procédé sera parfois le seul applicable. Quand il s'agira, par exemple, d'éliminer les parasites produits par les installations de rayons X. Des tensions de plusieurs centaines de milliers de volts sont utilisées et il ne saurait être question de prévoir, du côté haute tension, des dispositifs analogues au schéma figure 310. Toutefois, ces condensateurs d'arrêt seront souvent utiles du côté basse tension.

505. Conclusion. — Lorsque la source des perturbations est accessible, il est rare qu'on ne puisse pas obtenir une élimination pratiquement complète. L'essentiel est de conduire la perturbation vers la terre ou vers la masse, par un chemin aussi court que possible. C'est toujours la longueur des lignes qui rendra l'élimination difficile ou incomplète. Tel est le cas, par exemple, des parasites produits par les ascenseurs ou monte charges. Il existe un réseau électrique compliqué, comportant des boutons de commande, des relais, des enclanchements, des verrouillages, etc... C'est pour cette unique raison que les parasites de cette origine sont d'une élimination très difficile.

Quand le circuit de chaque source de brouillage est relativement peu étendu dans l'espace, on peut se débarrasser des parasites d'une manière pratiquement complète. Un excellent exemple est donné par les installations sur voiture automobile. Les sources de brouillage sont ici nombreuses : allumage, vibreur, dynamo, etc... Et pourtant une étude systématique permet de s'en débarrasser complètement.

Il faut classer à part les parasites produits par les lignes à haute tension dont l'élimination est impossible pour des raisons évidentes. Toutefois, il convient de souligner que ces perturbations, purement accidentelles, sont dues *à des défauts d'installation des lignes.* Une ligne à 200 000 volts bien installée, prévue avec un isolement suffisant, dont les isolateurs ne comportent aucune effluve, n'apporte aucune perturbation aux récepteurs voisins.

Les perturbations produites par les installations de rayons X sont de même nature : la grandeur de la tension en rend l'élimination difficile. La seule ressource est de blinder l'installation et de prévoir des filtres éliminateurs dans les lignes d'alimentation.

Protection du récepteur contre les perturbations.

506. Généralités. Nécessité d'un collecteur d'onde. — Il faut bien dire que, le plus souvent, on ignore l'origine des perturbations. On constate que la réception est troublée, mais on ne peut rattacher le brouillage à une cause précise. Force est donc de réaliser l'installation de manière à rendre l'action perturbatrice aussi réduite que possible.

La perturbation peut agir de différentes manières sur le récepteur. Le plus fréquemment, elle est introduite par le collecteur d'onde. Celui-ci est plus ou moins couplé avec les circuits qui charrient normalement des parasites : lignes du secteur, lignes téléphoniques, etc... Le parasite pénètre alors dans le récepteur par le même chemin que le signal. Il se traduit par de véritables impulsions qui font vibrer les circuits sur leur fréquence propre. L'élimination est alors impossible. Une comparaison aidera sans doute à comprendre le mécanisme de cette impulsion électrique. Si nous transmettons un choc à une branche d'un diapason, nous obtiendrons toujours la même note, quel que soit le choc donné. Il en est exactement de même pour un circuit.

Il est important de noter que tout récepteur, quel qu'il soit, exige l'emploi d'un collecteur d'onde. Quand un appareil fonctionne *sans antenne ni terre*, cela signifie simplement que le collecteur d'onde n'est pas apparent. Cela ne veut pas dire qu'il n'existe pas. Dans ces conditions, c'est généralement le secteur électrique qui sert de collecteur d'ondes.

507. Emploi du secteur comme collecteur d'ondes. — Un seul argument peut justifier l'emploi du secteur comme collecteur d'ondes : la simplicité. Mais les inconvénients sont tellement importants que ce procédé ne doit être utilisé qu'en dernière ressource, quand il n'y a pas moyen de faire autrement. En effet, les plus nombreux parasites industriels prennent naissance dans les circuits du secteur. Ils sont ainsi amenés directement à l'entrée du récepteur. Surtout lorsqu'il est souterrain, le secteur ne constitue qu'un collecteur d'ondes assez médiocre. En réalité, c'est surtout l'installation intérieure de l'appartement qui sert d'antenne.

Enfin, il est fréquent qu'un des pôles du secteur soit à la terre. Il en résulte que l'antenne correspondante est fortement amortie et que sa capacité effective dépasse de beaucoup ce qu'on prévoit pour un récepteur normalement équipé.

Dans ces conditions, l'énergie à haute fréquence est transmise avec un rendement déplorable; les circuits d'entrée sont anormalement amortis.

On peut donc observer un manque apparent de sélectivité du récepteur.

On pourrait, certes, prévoir les circuits d'entrée pour correspondre normalement aux constantes du secteur. Mais l'inconvénient d'une liaison avec la source des parasites n'en subsiste pas moins et c'est, nous l'avons souligné, l'un des plus importants.

L'installation d'un collecteur d'ondes bien étudié, bien réalisé, doit toujours être considérée comme une nécessité et comme le complément normal d'un récepteur.

508. Antenne intérieure et extérieure. — En réalité, ainsi que nous l'avons déjà signalé plus haut, on peut considérer *le rayonnement* des perturbations comme très faible. On est plutôt en présence d'une induction ou d'un couplage statique avec les conducteurs ou les sources de perturbation. Dès lors, on conçoit qu'il soit possible de rendre ce couplage pratiquement négligeable. On peut imaginer que chaque conducteur, en relation avec le secteur, est entouré d'un brouillard de parasites comme d'une gaine dangereuse. La limite de cette zone d'influence dépend naturellement de la sensibilité du récepteur. On peut, dans les cas moyens, la fixer à quelques mètres. Il en résulte que toute antenne *intérieure,* installée dans un appartement, se trouve forcément dans cette zone dangereuse. De plus, l'armature métallique des immeubles modernes en ciment armé constitue une véritable cage de Faraday à l'intérieur de laquelle le champ de réception est très faible.

On peut donc s'attendre à constater que les résultats obtenus avec une antenne intérieure ne sont pas meilleurs que ceux donnés par le secteur. C'est bien ce que vient confirmer l'expérience pratique.

Un collecteur sera hors de la zone dangereuse, s'il est situé au moins à quelques mètres des immeubles et des lignes électriques qui peuvent y pénétrer. Ces considérations nous conduisent donc à prévoir une nette supériorité de l'antenne extérieure. D'autre part, celle-ci sera d'autant plus efficace que sa hauteur effective [1] sera plus grande. Il ne faut pas confondre *hauteur effective* et *hauteur au-dessus du sol.*

509. Caractéristiques d'une antenne de réception. — Une antenne de réception sera d'autant meilleure qu'elle permettra de recueillir une énergie plus grande. Son couplage avec le récepteur sera réalisé de telle sorte que toute l'énergie recueillie soit transmise aux circuits et que l'amortissement soit aussi réduit que possible. L'efficacité d'une antenne réceptrice dépend directement de sa hauteur effective et de sa résistance de

1. Voir tome II. n° 107.

radiation. Il est nécessaire que l'efficacité de l'antenne se maintienne aussi constante que possible dans la bande entière de fréquences qu'il s'agit de recevoir.

Cette condition est difficile, sinon impossible à réaliser, avec les appareils modernes *toutes ondes*.

Le rendement, ou efficacité de l'antenne, dépend essentiellement de ses dimensions métriques et électriques. Si l'antenne a un bon rendement, l'énergie recueillie est à peu près indépendante de la fréquence et de la direction du rayonnement, tant que sa longueur est petite, par rapport à une demi-longueur d'onde. En augmentant la longueur de l'antenne, on augmente l'énergie recueillie, mais on tend à lui donner un effet directif.

Il est important de noter que le rayonnement est verticalement polarisé au voisinage du sol. Il en résulte que l'efficacité d'une antenne est surtout déterminée par la différence de hauteur entre ses deux extrémités. Il existe naturellement aussi une composante horizontale, surtout de nuit; c'est pourquoi un fil rigoureusement horizontal permet d'obtenir des auditions. Toutefois, surtout pour les réceptions diurnes, *une antenne verticale donne, à égalité de développement, des résultats notablement supérieurs.*

La résistance ohmique de l'antenne et, en général, toutes les pertes, doivent être aussi réduites que possible. L'isolement doit être réalisé avec soin.

510. Antenne dite « horizontale ». — C'est, surtout à la campagne, la plus facile à réaliser. Un fil de dix à quinze mètres est horizontalement tendu entre deux supports. Mais nous venons d'exposer qu'il y avait intérêt à profiter autant que possible de la composante verticale. On s'efforcera donc de surélever au maximum l'extrémité la plus éloignée du récepteur. Dans le but d'augmenter la résistance de radiation et de diminuer la résistance ohmique, on peut utiliser plusieurs brins en parallèle, soit disposés en nappe, soit en prisme. On peut aussi utiliser plusieurs brins divergents (antenne en éventail).

On notera qu'en augmentant le nombre de brins, on augmente la capacité de l'antenne. Le déréglage transmis au récepteur peut atteindre des valeurs notables. Cela peut constituer un inconvénient important, à moins que des précautions particulières aient été prises dans l'établissement du circuit d'accord.

Un des avantages de l'antenne horizontale est d'être relativement peu sensible aux parasites atmosphériques. Les plus violents d'entre eux sont généralement verticalement polarisés. La faible composante rayonnée par les perturbations industrielles subit aussi, en général, une polarisa-

tion verticale. Il en résulte encore un avantage de l'antenne horizontale.

511. Antenne en doublet. — L'antenne horizontale en doublet présente surtout des avantages sur les ondes courtes. Elle comporte deux fils symétriques d'égale longueur L (fig. 311). En faisant L = 10 mètres on constitue une antenne particulièrement efficace pour les ondes de 40 mètres et de 13 mètres.

L'énergie est transmise par une ligne blindée ou, plus simplement, par un conducteur torsadé, dont la longueur n'est pas critique. Le couplage avec le récepteur est obtenu par un transformateur spécial. Si l'on veut

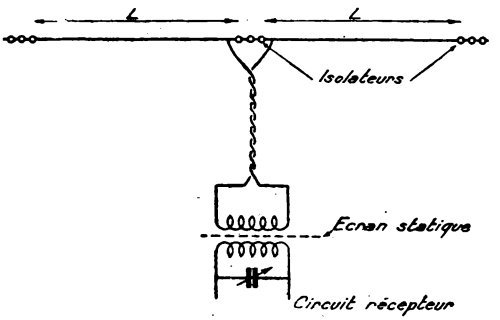


Fig. 311.

éviter la transmission de l'énergie captée par le fil de descente, il faut prévoir un couplage purement magnétique et réaliser le transformateur d'une manière aussi parfaitement symétrique que possible.

L'inconvénient du système est de favoriser fortement une mince bande de fréquence. On peut obvier à cet inconvénient en employant toute une série de doublets, couplés par la même ligne de transmission. En choisissant la longueur des différents brins, on peut obtenir une série de résonances successives, dont les différentes fréquences viennent se situer dans les bandes normalement occupées, sur ondes courtes, soit par les amateurs, soit par les stations de radiodiffusion. L'efficacité demeure toujours relativement faible dans les bandes de réception courantes. La réalisation du transformateur de couplage est extrêmement délicate.

De telles antennes ont été dénommées *antennes toutes ondes* ou *antennes en toile d'araignée.*

512. Antenne verticale. — L'antenne verticale a l'avantage de pouvoir être installée sur une surface très réduite. De plus, elle est sensible à la composante la plus importante du rayonnement des stations de radiodiffusion. C'est pour cette raison qu'une antenne verticale de quelques

décimètres recueille souvent plus d'énergie qu'une antenne horizontale de plusieurs dizaines de mètres. Elle a, par contre, l'inconvénient d'être particulièrement sensible aux perturbations diverses. C'est pourquoi il sera nécessaire de la placer hors de la zone dangereuse que nous avons définie plus haut.

L'antenne verticale type est constituée par un unique conducteur vertical. Celui-ci pourra être un simple fil tendu entre deux isolateurs, une tige métallique, un tube de cuivre ou d'aluminium, etc... etc... Mais on conçoit qu'il ne soit pas facile de donner un grand développement à un aérien strictement vertical. On cherche à en augmenter la surface et, par conséquent, la capacité effective par divers artifices : sphère, antenne en panier, en parapluie, etc... Une antenne assez commodément réalisable

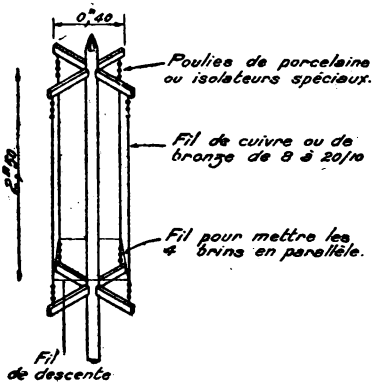

0,40
Poulies de porcelaine ou isolateurs spéciaux.
Fil de cuivre ou de bronze de 8 à 20/10
2,50
Fil pour mettre les 4 brins en parallèle.
Fil de descente

Fig. 312.

comportera, par exemple, 4 fils de cuivre verticaux d'une longueur de 2 m. 50 disposés selon les arêtes d'un prisme de 40 centimètres de côté. L'isolement est assuré par un chapelet de 3 ou 4 poulies de porcelaine ou isolateurs spéciaux. On peut, naturellement, augmenter ou diminuer la longueur utile des brins actifs. On augmente l'efficacité de l'antenne en la plaçant aussi haut que possible au-dessus de l'ambiance. En opérant ainsi, on l'écarte davantage de la zone dangereuse.

Une antenne ayant les dimensions indiquées figure 312 convient pour les récepteurs normaux. Elle apporte une énergie haute fréquence très suffisante pour permettre une réception excellente des stations lointaines et, en même temps, elle ne transmet au récepteur qu'un amortissement peu important.

Elle donne des résultats pratiquement aussi bons sur toutes les gammes de réception.

513. Prise de terre. — On ne perdra pas de vue que la résistance de la prise de terre intervient dans la détermination de l'efficacité du collecteur d'onde. Une mauvaise prise de terre se traduit souvent par l'augmentation des perturbations, par un défaut de stabilité, une diminution de la sélectivité et une tendance plus grande aux ronflements de modulation ou d'induction. On constate, parfois, une sensibilité apparente plus grande, sur certaines gammes, quand on ne connecte pas la prise de terre. Cet effet est simplement dû à une augmentation du couplage d'antenne qui est alors presque purement statique; mais il va sans dire que cette augmentation apparente de sensibilité se paie par une perte correspondante de sélectivité. Il est donc tout à fait inexact de conclure, d'après une telle expérience, que la prise de terre est inutile ou même nuisible.

Au contraire, l'emploi d'une prise de terre bien réalisée se traduit *toujours* par une augmentation du rapport signal/parasites.

Pour qu'une prise de terre soit bonne, il faut qu'elle soit au voisinage immédiat du récepteur et que sa résistance ohmique soit négligeable. Cette résistance comporte non seulement celle du conducteur, mais encore la résistance de contact avec le sol. Cette qualité dépend donc en partie de la nature du sol. On réalisera une bonne prise de terre en enterrant profondément dans un sol humide une plaque métallique inoxydable de plusieurs mètres, un grillage, ou, enfin, une longueur suffisante de conducteurs. On réduira encore la résistance de contact en plaçant la plaque entre deux lits épais de braise de boulanger ou de coke. Une canalisation d'eau ou de gaz, très profondément enterrée, constitue, en principe, une bonne prise de terre. Toutefois, ces canalisations sont forcément situées par endroit au voisinage du conducteur porteur de perturbations. La résistance de la meilleure prise de terre étant très rarement négligeable, *il en résulte un couplage entre le récepteur et la source de perturbations.* Pour cette raison, il sera prudent d'établir une prise de terre indépendante chaque fois qu'on en aura la possibilité.

514. Descente d'antenne. — S'il est possible de placer le collecteur d'ondes hors de la zone des perturbations, il n'en est pas de même pour le récepteur qui se trouve naturellement dans une des pièces de l'appartement. Il est ainsi entouré de conducteurs charriant des parasites. Les circuits de l'appareil peuvent être facilement soustraits à l'influence des perturbations : il suffit de les enfermer dans des blindages métalliques.

Mais il faut nécessairement prévoir une descente d'antenne, c'est-à-

dire un conducteur reliant le collecteur d'onde et le récepteur. Or, il faudra que ce conducteur pénètre dans la zone des parasites. Agissant lui-même comme un collecteur d'ondes, il apportera au récepteur des perturbations qui feront perdre une partie importante des avantages donnés par le collecteur d'ondes extérieur.

Il faut donc éviter ou éliminer l'action des perturbations sur la descente d'antenne. Plusieurs moyens peuvent être utilisés.

515. Descente d'antenne blindée. — Le moyen le plus simple, en théorie, c'est d'utiliser un conducteur blindé pour relier le collecteur d'onde au récepteur. En reliant le blindage à la terre on supprimera tout couplage statique entre les sources de perturbation et le conducteur.

Mais nous avons déjà reconnu plus haut les inconvénients des câbles blindés. Ils offrent une capacité souvent considérable et, circonstance aggravante, cette capacité comporte des pertes importantes. L'emploi d'un câble blindé du modèle courant est impossible. Tout se passerait comme si une capacité importante était branchée entre la borne antenne et le châssis du récepteur. Il en résulterait une diminution de sensibilité d'autant plus importante que la fréquence de réception serait plus élevée.

Des câbles spéciaux ont été établis. Le diamètre de blindage est relativement grand et celui du conducteur central relativement petit.

Ainsi la capacité parasite peut être maintenue très faible. Elle sera, par exemple, de 20 picofarads par mètre de longueur.

La capacité totale demeure dans des limites acceptables, tant que la distance entre le collecteur d'onde et le récepteur ne dépasse pas quelques dizaines de mètres. Toutefois, une distance de 15 mètres correspond déjà à une capacité de 300 picofarads, ce qui n'est nullement négligeable. A moins que les circuits d'entrée du récepteur n'aient été spécialement prévus pour cela, il en résultera une diminution de sensibilité importante pour les fréquences les plus élevées.

516. Emploi de transformateurs. — L'emploi de transformateurs de liaison permet d'éviter, dans une mesure importante, l'influence de la capacité parasite. L'antenne alimente le primaire d'un transformateur abaisseur de tension T_1 (fig. 313) placé au voisinage même de l'antenne. Le secondaire est relié à une ligne à deux conducteurs. Près du récepteur est disposé un transformateur T_2 qui élève la tension d'entrée du récepteur. On pourrait montrer qu'il s'agit là d'une adaptation d'impédance, comme pour la bobine mobile d'un haut-parleur. La même formule pourrait s'appliquer. Le rapport entre les deux impédances est égal au carré du rapport de transformation.

Il en résulte que si le rapport est de 10, l'influence de la capacité du câble est 100 fois plus réduite. Il devient alors possible d'utiliser du câble blindé ordinaire ou, même, du simple câble sous-plomb. On peut placer l'antenne à une distance beaucoup plus grande du récepteur : 50 ou 100 mètres, par exemple.

La partie la plus délicate et qui fait le point faible du système, est la réalisation des transformateurs de couplage. Ils doivent, en effet, assurer

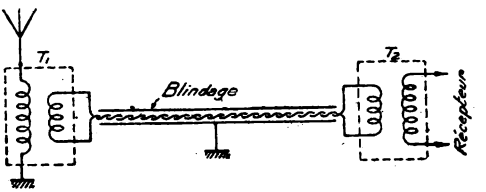


Fig. 313.

avec la même efficacité, la transmission de toutes les fréquences d'écoute du récepteur. Il ne saurait être question de commuter les enroulements du transformateur T_1, placé le plus souvent au sommet d'un mât, à plusieurs dizaines de mètres du récepteur. On peut, en général, obtenir un rendement acceptable pour les ondes longues et moyennes. Mais l'efficacité diminue considérablement pour les gammes d'ondes courtes. On est souvent amené à prévoir un second collecteur d'onde destiné à assurer exclusivement la réception de ces fréquences élevées.

517. Compensation des perturbations. — On peut aussi utiliser une descente d'antenne du type normal, mais compenser les perturbations recueillies en leur opposant des composantes égales et de sens opposé.

Pour obtenir ce résultat on double la descente d'antenne d'un autre conducteur rigoureusement identique et qui le suit parallèlement à une distance de quelques millimètres.

On suppose que les perturbations recueillies par les deux descentes sont identiques. D'après le montage figure 314, si les deux primaires P_1 et P_2 sont symétriquement couplés avec S, les composantes parasites doivent se neutraliser, alors que les tensions recueillies par l'antenne sont normalement transmises à l'enroulement S.

Il est indispensable que le couplage $P_1 P_2/S$ soit purement magnétique.

Il faut donc prévoir un écran électrostatique entre les deux enroulements.

Le système donne des résultats assez irréguliers. On observe une diminution des perturbations, mais l'annulation complète en est souvent impossible. Il faut sans doute attribuer ce défaut au fait que le déphasage

ne peut pas être parfait pour toutes les fréquences et que, d'autre part, les deux descentes d'antenne ne recueillent point des tensions rigoureusement égales. Il en serait bien ainsi s'il s'agissait d'une composante rayonnée mais, le plus souvent, il s'agit, nous l'avons déjà signalé, de couplages statiques. Or, la moindre différence d'éloignement avec la source suffit à provoquer une variation de couplage. Il en résulte des variations dans les tensions recueillies et l'opposition ne donne plus une compensation parfaite.

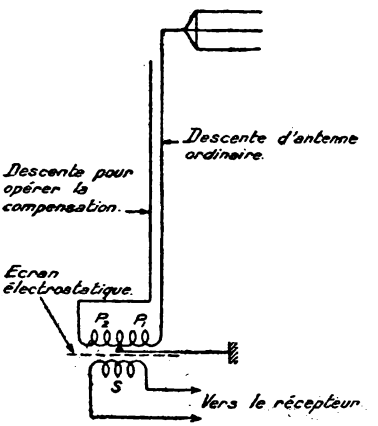


Fig. 314.

Certains auteurs (de Monge) ont préconisé l'emploi d'une lampe pour obtenir l'opposition de phase nécessaire. Les critiques formulées plus haut demeurant naturellement applicables.

518. Filtre secteur. — Tous les systèmes précédents supposent que les perturbations pénètrent exclusivement par la borne antenne du récepteur. Il en est ainsi dans un récepteur parfaitement établi. Pratiquement, on observe souvent qu'il est possible de recevoir de nombreuses stations quand rien n'est connecté à la borne d'entrée. Il faut en conclure que l'énergie à haute fréquence est introduite par d'autres circuits et, généralement, par les fils du secteur électrique. Ce même secteur apporte tout naturellement des perturbations.

On peut réduire ce défaut par une étude et une construction soignées de l'appareil. Mais s'il existe dans un récepteur, on peut en empêcher l'action en disposant sur les fils du secteur un filtre conduisant les composantes alternatives vers la terre. Ce filtre sera identique à celui de la figure 310. Il sera branché, par exemple, sur la prise de courant qui alimente le récepteur. On doit souvent compléter l'action des condensateurs par une ou deux inductances.

Il est important de considérer le filtre secteur comme le complément normal d'une antenne avec descente blindée. C'est un procédé qui ne peut, à lui seul, assurer l'élimination des perturbations.

519. Résultats donnés par les antennes avec descente blindée. — Une antenne extérieure, *bien installée*, complétée par une descente pro-

tégée, avec câble à faible capacité ou avec transformateur de couplage permet souvent une élimination *complète* des perturbations d'origine industrielle. Quand les résultats sont insuffisants, c'est que l'installation est mal faite, ou que le récepteur capte directement des tensions parasites.

Il est important que la partie active du collecteur d'ondes soit aussi éloignée que possible de la zone des perturbations.

Si beaucoup d'antennes verticales manquent d'efficacité, c'est qu'elles ne sont pas assez élevées au-dessus de la zone d'atteinte des parasites. D'autre part, l'établissement de descente blindée doit être faite avec le plus grand soin. Le moindre intervalle dans le blindage suffit pour introduire les perturbations. Nous avons déjà signalé que la qualité de prise de terre joue un rôle important.

520. Emploi d'un cadre blindé. — Lorsque l'installation d'une antenne extérieure avec descente protégée est impossible, on peut avoir recours à un autre type de collecteur d'onde : le cadre. Il s'agit simplement d'un bobinage à spires parallèles de grande surface, qu'on peut orienter dans un plan vertical. L'étude de ce dispositif montre que l'énergie recueillie est maximum quand la direction du rayonnement est dans le plan du cadre. Quand elle est perpendiculaire, aucune énergie n'est recueillie. Il ne faut pas confondre l'action du cadre avec l'induction d'un circuit placé dans un champ magnétique variable.

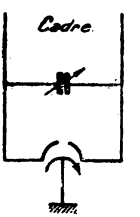


Fig. 315.

Nous ne pouvons insister davantage ici sur les propriétés des cadres récepteurs qui font l'objet de la radiogoniométrie et qui ont donné lieu à des ouvrages spéciaux. Nous nous bornerons à signaler cette application toute particulière.

Le cadre étant sensible à la composante rayonnée il en résulte que les parasites industriels seront sans action sur lui si l'on peut éviter tous les couplages directs. On arrivera à ce résultat en plaçant le cadre dans un blindage. Celui-ci doit toutefois ne pas constituer une spire fermée, ce qui aurait pour effet d'amortir considérablement le circuit récepteur. De plus, il est important de supprimer « l'effet antenne ». Pour cela, un montage soigné, avec mise à la terre du milieu électrique du cadre et, au besoin, le montage d'un dispositif compensateur (fig. 315) sont souvent nécessaires.

L'effet directif du cadre permet d'augmenter la sélectivité d'une manière appréciable. On peut séparer deux émissions travaillant sur la même longueur d'onde à conditions qu'elles ne soient pas dans la même direction par rapport au récepteur.

Le défaut du cadre est de ne recueillir qu'une énergie relativement faible. Si la sensibilité du récepteur est suffisante, son emploi présentera souvent des avantages importants par rapport à l'emploi d'une antenne intérieure.

On peut construire des cadres symétriques (sans effet antenne) non accordés, se branchant simplement aux bornes antenne et terre d'un récepteur.

Nous traitons complètement cette question des cadres dans le chapitre XXVI du présent tome, consacré à la radiogoniométrie.

521. Antenne commune. — Le même collecteur peut alimenter plusieurs récepteurs. Il va sans dire que si les récepteurs sont tous réglés sur la même émission, l'énergie se partage entre les appareils. Chacun d'eux ne reçoit donc qu'une fraction des tensions captées. Si les récepteurs sont réglés sur des émissions différentes, il y a encore réduction des tensions transmises à chacun des appareils.

Un moyen de tourner cette difficulté consistera à intercaler un amplificateur apériodique entre l'antenne et les différents récepteurs. Les tensions recueillies seront ainsi amplifiées et la sensibilité totale pourra devenir beaucoup plus grande. La construction de l'amplificateur pourra soulever quelques difficultés. Il s'agira, en effet, de réaliser un appareil ayant une caractéristique de fréquence extrêmement étendue. Le problème se trouve un peu simplifié par le fait qu'on pourra se contenter d'un gain extrêmement réduit. L'impédance de sortie de l'amplificateur devra correspondre à l'impédance d'entrée normale des récepteurs.

522. Conclusion : nécessité d'une installation. — Pour obtenir les meilleurs résultats possibles, il est nécessaire que les qualités du récepteur soient celles que nous avons définies plus haut. Mais, considérer exclusivement le récepteur serait faire une erreur grave. Nous avons montré que tout récepteur exigeait un collecteur d'onde. On se souviendra qu'un bon appareil ne donnera jamais que des résultats médiocres s'il est utilisé avec un mauvais collecteur d'ondes. Par contre, un bon collecteur d'ondes pourra permettre d'obtenir des résultats passables avec un récepteur médiocre. Il en sera particulièrement ainsi si le récepteur manque simplement de sensibilité.

Il nous est naturellement impossible d'entrer davantage dans le détail des réalisations. Nous nous sommes borné à signaler les règles générales. Pour le reste, il faudra consulter les ouvrages spéciaux.

CHAPITRE XXII

Amplificateurs et circuits spéciaux

AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

523-1. Généralités sur l'amplification à large bande. — Dans de nombreuses techniques on fait appel à des amplificateurs à large bande, c'est-à-dire, permettant d'obtenir une amplification uniforme dans une étendue de fréquences plus ou moins grande.

On peut citer, à titre d'exemples, le récepteur de télévision, celui du radar. Ces appareils doivent présenter une bande passante (à — 3 décibels) de plusieurs mégahertz.

Il convient, toutefois, de faire une distinction entre l'amplificateur *apériodique* et l'amplificateur à large bande.

C'est ainsi, par exemple, que l'amplificateur d'un oscillographe doit amplifier les signaux depuis des fréquences très basses jusqu'à de très hautes fréquences. L'amplificateur idéal d'oscillographe serait exactement apériodique. Cela voudrait dire que son gain serait constant depuis la fréquence zéro (correspondant au courant continu) jusqu'aux plus hautes fréquences. Cet idéal n'est d'ailleurs pas réalisable.

Un tel amplificateur ne pourrait convenir pour l'équipement d'un récepteur de télévision. C'est entre deux limites de fréquence déterminées que le gain doit être constant. Par exemple, la bande passante d'un amplificateur de fréquence intermédiaire de télévision doit s'étendre de 26 à 36 mégahertz. En d'autres termes, il doit être *parfaitement sélectif*, parce que le gain doit tomber aussi rapidement que possible en deça de 26 mégahertz et au delà de 36 mégahertz.

On comprendra mieux la différence entre les deux types d'amplificateurs en se reportant au chapitre sur la télévision (tome II) et en analysant les différences entre l'amplificateur de fréquence intermédiaire (large bande) et l'amplificateur à video fréquence (apériodique). Il ne sera question ici que des amplificateurs à large bande.

Il convient de bien préciser ce qu'il faut entendre par : *bande passante normalisée*. C'est la largeur de bande correspondant à une atténuation

de — 3 dB (c'est-à-dire de $1/\sqrt{2}$ ou 0,707 en tension). La figure 316-1, par exemple, permet de déterminer que la bande passante de l'amplifi-

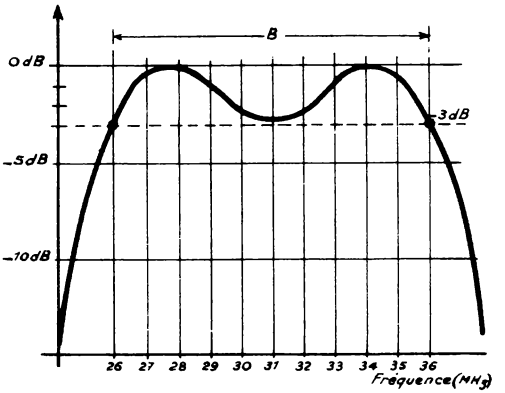


Fig. 316-1.

cateur, dont la courbe de transmission est représentée, est de 10 mégahertz (puisqu'elle s'étend de 26 à 36 mégahertz).

523-2. Principe de calcul : gain et largeur de bande. — Le circuit de liaison le plus communément utilisé comporte un ensemble R-L-C, comme nous le représentons figure 316-2. On peut supposer que R représente la totalité des pertes dans le circuit et que, par conséquent, L et C sont des éléments sans pertes.

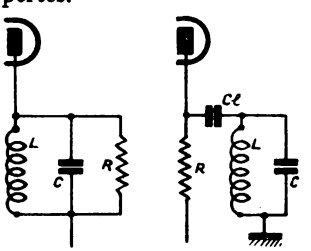


Fig. 316-2.

La fréquence centrale est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A la résonance l'impédance présentée par l'ensemble L et C est infiniment grande. Le gain fourni par l'étage est, dans ces conditions :

$$\boxed{G = s \times R} \qquad (1)$$

On démontre facilement que la largeur de bande normalisée est donnée par :

$$\boxed{B = \frac{f_0}{Q}} \qquad (2)$$

Q étant le facteur de surtension. La valeur de ce coefficient est ici (R en parallèle).

$$Q = \frac{R}{L\omega} = RC\omega$$

$$= 2\pi RC f_0$$

en remplaçant dans (2) :

$$B = \frac{f_0}{2\pi RC f_0}$$

$$\boxed{B = \frac{1}{2\pi RC}} \qquad (3)$$

On voit déjà que pour obtenir une large bande, il faudra diminuer R, c'est-à-dire augmenter l'amortissement et choisir C aussi petit que possible.

En pratique, d'ailleurs, on sera amené à supprimer entièrement le condensateur C, la capacité étant représentée par les capacités internes des tubes électroniques, la capacité répartie de L et les capacités parasites inévitables.

Multiplions (1) par (3). On voit que R disparaît et nous obtenons :

$$\boxed{GB = \frac{s}{2\pi C}} \qquad (4)$$

Considérons maintenant le circuit de liaison entre deux tubes électroniques. Il peut être disposé soit comme en *a*) ou en *b*) sur la figure 316-2. La capacité C_l ne joue aucun rôle puisque son impédance est négligeable.

On voit sur la figure 316-3 que les deux capacités aux bornes de L sont la capacité de sortie du tube I : C_{ka} et la capacité d'entrée du tube II C_{kg_1}.

c'est-à-dire : la somme des capacités d'entrée et de sortie du tube, si I et II sont du même modèle.

La relation (4) nous montre que le facteur essentiel dans un amplificateur à large bande est $s/2\pi C_t$. Il faut donc utiliser des tubes à pente aussi élevée que possible et à capacités internes aussi réduites que possible.

On peut encore traduire cette relation en écrivant que pour un tube donné, le produit de la largeur de bande par le gain est une constante — et que celle-ci est mesurée par $s/2\pi C_t$ — expression qui peut servir à comparer différents modèles de tubes et qu'on désigne parfois comme le *facteur de mérite* d'un tube donné.

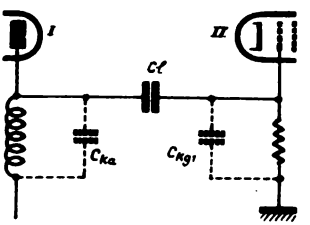


Fig. 316-3.

Ainsi, par exemple, le facteur de mérite du tube EF 80 est de 110 environ. Cela veut dire que le gain du tube sera, au maximum de 11 pour une largeur de bande de 10 mégahertz. Il serait de 110 pour une large bande de 1 mégahertz.

En pratique, il faudrait d'ailleurs compter sur un gain notablement plus faible parce qu'il faut ajouter à C_t les inévitables capacités du montage. On peut admettre pratiquement que la capacité supplémentaire ne peut pas être inférieure à 6 picofarads.

523-3. Cas de plusieurs étages. — Si l'atténuation à l'extrémité de la bande est de 3 décibels avec un étage, elle sera évidemment de 6 avec deux étages, de 9 avec trois, etc. Il en résulte qu'il faut donc prévoir un élargissement de la bande passante de chaque étage, à mesure que le nombre en devient plus grand, pour obtenir, finalement, une largeur de bande déterminée.

On notera d'ailleurs qu'un seul étage comporte en général deux circuits accordés : le premier dans le circuit de grille du tube et le second dans le circuit d'anode. D'une manière plus générale, pour n étages, il y aura $(n + 1)$ circuits.

Si l'amplificateur doit comporter n étages et doit présenter une largeur de bande normalisée B_n, le problème se pose donc de déterminer la largeur de bande normalisée B_1 relative à un seul circuit.

On définit pour cela un certain coefficient k tel que :

$$\frac{B_1}{B_n} = k$$

Le calcul complet (voir *Cahier de l'Agent Technique* n° X) donne :

k	
0,64	Pour 2 circuits
0,51	— 3 —
0,44	— 4 —
0,39	— 5 —
0,35	— 6 —
	etc.

Ainsi, par exemple, si nous voulons établir un amplificateur à 4 étages (donc comportant : 5 circuits) présentant une bande passante normalisée de 10 mégahertz, il faudra que la bande passante de chaque étage soit égale à :

$$\frac{10}{0,39} = \text{ou } 25,6 \text{ mégahertz}$$

Mais pour augmenter la bande passante, il faut diminuer R (amortissement) et avec les tubes actuels, dont le facteur de mérite pratique est de l'ordre de 70, le gain par étage devient de plus en plus faible. Il devient rapidement inutile d'augmenter le nombre d'étages. Il faut alors faire appel à d'autres techniques.

523-4. Circuits décalés. — Dans la technique précédente, tous les circuits étaient identiquement accordés sur la fréquence centrale f_0 ; l'augmentation de bande passante étant obtenu exclusivement par amortissement. On conçoit intuitivement qu'on obtiendra une augmentation de largeur de bande *en n'accordant pas les circuits sur la fréquence centrale*, mais en distribuant les fréquences de résonance tout le long de la bande qu'il s'agit de couvrir (fig. 316-4).

L'étude de ce problème très compliqué a été faite, il y a déjà fort longtemps par le technicien anglais BUTTERWORTH. Les calculs sont beaucoup trop complexes pour qu'il soit possible d'en donner, même un aperçu. Nous renvoyons nos lecteurs au *Cahier de l'Agent Technique* n° 10, déjà cité. Nous nous bornerons à signaler quelques faits essentiels.

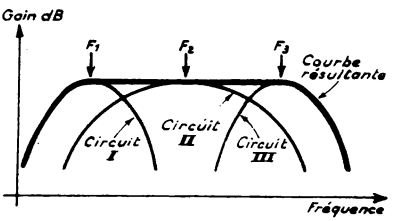


Fig. 316-4.

Pour obtenir le résultat cherché, il faut non seulement répartir les fréquences, mais aussi faire varier les amortissements. Le circuit central doit être calculé pour couvrir la totalité de la bande passante. Les circuits latéraux doivent avoir des amortissements de plus en plus réduits à mesure qu'on s'écarte davantage de la fréquence centrale (dite encore : fréquence de référence).

Dans des conditions précises, le gain de n circuits est égal à G_n, G_n étant le gain présenté par le circuit de référence. Ce gain est beaucoup plus grand que celui qu'on obtiendrait par le simple amortissement des circuits.

Lorsqu'il s'agit d'amplificateurs à grand nombre d'étages, certaines difficultés peuvent se présenter. Mais on peut les tourner en constituant l'amplificateur au moyen de plusieurs groupes de circuits décalés ; groupes qui seront eux-mêmes décalés les uns par rapport aux autres. Ainsi, par exemple, un amplificateur comportant 8 circuits pourra être constitué au moyen de 2 groupes de 4 circuits ou de 4 groupes de 2 circuits.

523-5. Emploi de circuits surcouplés. — Lorsque deux circuits oscillants identiques sont couplés, la largeur de bande de l'ensemble varie avec le couplage. Ce problème a été étudié dans le tome II de cet ouvrage (voir paragraphe 104, ainsi que les compléments en appendice). Ce phénomène peut être mis à profit dans les amplificateurs à large bande.

Toutefois, la courbe de transmission d'un circuit surcouplé ($n > 1$) se présente avec deux maxima séparés par un creux. On peut obtenir une courbe de transmission régulière en combinant les circuits surcouplés,

avec des circuits à couplage plus faible et en faisant intervenir un amortissement plus ou moins grand.

En pratique, d'ailleurs, pour obtenir les meilleurs résultats on est amené à utiliser simultanément tous les moyens dont on dispose : amortissement, décalage des accords, et surcouplage.

AMPLIFICATEURS DE COURANTS CONTINUS

523-6. Généralités sur l'amplification de courants. — Les amplificateurs dits « à courant continu » ont de nombreuses applications. Les plus importantes sont assurément dans le domaine des mesures. On peut, par exemple, augmenter considérablement la sensibilité d'un montage en « pont » en amplifiant le courant de la branche galvanométrique.

Ils permettent de mesurer des intensités et des tensions très faibles et, par conséquent, des résistances très élevées. En utilisant des tubes spéciaux dits *tubes électromètres* et en prenant de très grandes précautions, on a pu mesurer des intensités de 10^{-18} ampère et déceler des courants de 10^{-19} ampère.

Les amplificateurs à courant continu permettent la mesure précise du pH (concentration en ions hydrogène) ce qui a une très grande importance dans de très nombreuses industries. Ils ont de nombreuses applications en médecine (électro-encéphalographie) en biologie, en physique, etc.

On peut distinguer, en principe, deux cas différents :

1° Il s'agit d'amplifier une très faible intensité, comme celle qui existe aux bornes d'un appareil indicateur de zéro. C'est également le cas de la plupart des voltmètres électroniques qui sont des voltmètres à diode, la tension redressée par le diode étant amplifiée par un tube.

2° Il s'agit d'amplifier de très faibles variations qui se produisent en général à une fréquence très basse. C'est le cas par exemple, de la régulation automatique de sensibilité *amplifiée*. Il s'agit ici plus exactement d'un amplificateur à très basse fréquence. Toutefois, la technique est à peu près la même que dans le cas précédent.

523-7. Etage simple à courant continu. — Le montage le plus simple est donné sur la figure 316-5. Le potentiel au point P est égal à la tension de la batterie diminuée de la chute de tension dans R_a. En l'absence de tension à amplifier le courant dans le galvanomètre est nul si la borne S est portée au même potentiel que E. C'est ce que permet le réglage du

potentiomètre de zéro R. Cette disposition permet de choisir un galvanomètre beaucoup plus sensible que si on insérait l'appareil de mesure directement dans le circuit anodique.

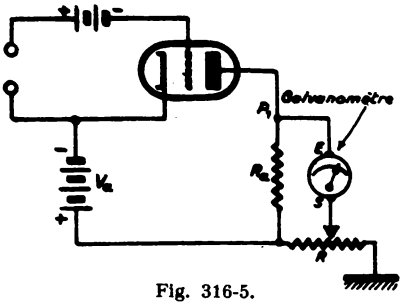


Fig. 316-5.

Le fonctionnement correct du dispositif suppose que les tensions d'alimentation sont parfaitement stabilisées. Toute variation se traduit nécessairement par un déséquilibre du galvanomètre.

On pourrait penser améliorer cette situation en choisissant un tube à grille écran : tétrode ou penthode. En effet, le courant anodique est pratiquement indépendant de la tension anodique. *Mais ce courant est sous la dépendance directe de la tension d'écran.*

On peut toutefois obtenir de bons résultats en stabilisant exclusivement la tension de grille-écran. Ce résultat peut être obtenu très facilement au moyen d'un tube diode à gaz.

Le montage figure 316-5 se prête à de nombreuses variantes, c'est ainsi, par exemple, qu'on peut disposer le pont galvanométrique dans le circuit de cathode.

La résistance du galvanomètre est toujours très faible par rapport à celle du tube électronique. Ainsi, la charge imposée au tube est pratiquement nulle. Le gain dépend essentiellement de la pente du tube.

523-8. Emploi d'un tube électronique comme résistance de charge. — Un moyen d'obtenir un gain considérable avec un couplage direct est de remplacer la charge du tube amplificateur par l'intervalle cathode-anode d'un autre tube. Si les deux tubes sont des penthodes on peut ainsi réaliser une charge effective considérable, sans qu'il soit besoin d'utiliser des tensions anodiques exagérément grandes.

Si l'on utilise deux penthodes identiques (EF 86, par exemple). On peut régler la tension d'écran pour que le coefficient d'amplification soit de 5 000. Le gain obtenu est alors évidemment de 2 500.

523-9. Étage amplificateur symétrique. — Le schéma de principe est indiqué figure 316-7. En comparant avec la figure 316-5, on peut voir que le pont d'équilibrage du galvanomètre a été remplacé par un autre tube identique au premier dont la grille ne reçoit aucun signal.

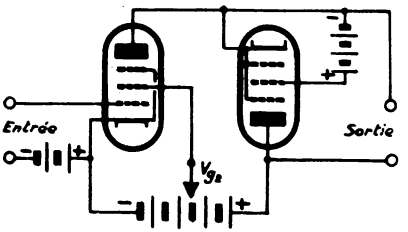


Fig. 316-6.

Toute variation des tensions d'alimentation aura exactement le même effet sur les deux tubes. Ainsi, il est plus nécessaire de stabiliser la tension d'alimentation.

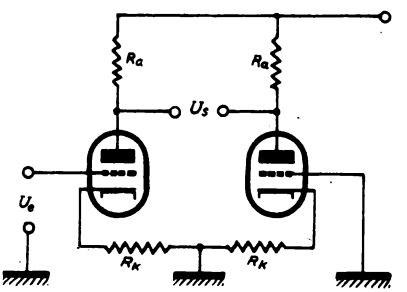


Fig. 316-7.

Le montage peut être commodément réalisé au moyen d'un tube double. Le potentiomètre constitué par les deux résistances R_k permet l'équilibre exact, en dépit des écarts inévitables dans les caractéristiques des tubes.

On notera que la présence de R_k introduit une contre-réaction. Il serait inutile de prévoir un condensateur de ce couplage puisqu'il s'agit de courant continu.

Le gain en tension fourni par cet amplificateur est :

$$G = \frac{k\,R_a}{\rho + R_k\,(k+1) + R_a}$$

Ce montage se prête également à de nombreuses variantes. On constate, à l'usage, que le zéro n'est jamais parfaitement stable. Ce phénomène est du à des variations incontrôlables dans l'émission électronique des cathodes.

523-10. Amplificateurs à plusieurs étages. — S'il est relativement simple de réaliser un amplificateur de courant continu à un étage, il devient beaucoup plus compliqué de mettre au point un amplificateur à plusieurs étages. Les raisons en sont faciles à comprendre. Considérons le montage de principe représenté figure 316-8. Une liaison directe est nécessaire entre anode du tube I et grille du tube II.

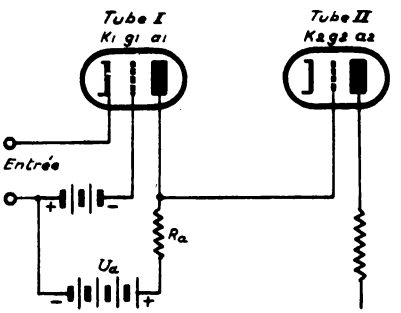


Fig. 316-8.

La grille du tube II est portée ainsi à une tension positive élevée. Il faut donc que sa cathode soit également portée à une tension du même ordre de grandeur. Il faudra donc normalement prévoir un enroulement de chauffage séparé.

D'autre part, il est impossible d'utiliser la même source de tension anodique que le tube I. Il faut donc utiliser une autre source.

Enfin, il est certain que toute variation accidentelle de tension d'une source quelconque sera amplifiée. Il en résultera un déplacement des points de fonctionnement des tubes tels que ceux-ci sortiront rapidement des régions droites des caractéristiques.

523-11. Emploi d'un potentiomètre diviseur de tension. — Dans les montages classiques, les circuits anodiques sont alimentés en parallèle. Dans le cas présent, il est beaucoup plus rationnel d'alimenter les différents tubes de l'amplificateur en série. Les tensions appliquées sur les différentes électrodes sont prises sur un diviseur de tension.

Nous donnons un exemple de cette disposition figure 316-9. Ce schéma

est celui de l'amplificateur LOFTIN-WHITE bien connu depuis fort longtemps. Le principe peut être étendu à plus de deux étages.

Les deux tubes sont montés en série. Il faut donc au total 500 volts pour que chaque tube soit alimenté sous 250 volts. De plus, pour des raisons déjà précisées, il est presque indispensable que la tension d'alimentation anodique soit stabilisée.

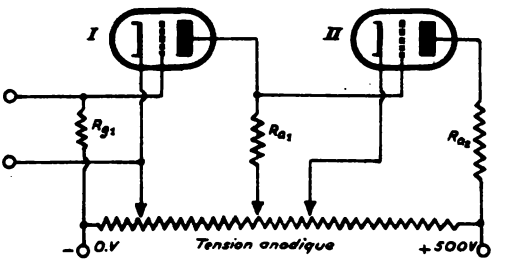


Fig. 316-9.

Les résistances de diviseur de tension introduisent nécessairement des couplages réactifs entre les deux étages. Pour que l'influence en soit réduite, il faut que la résistance du diviseur de tension soit négligeable par rapport aux résistances de charge des tubes électroniques. Cette nécessité conduit à une augmentation de la consommation.

523-12. Montage symétrique à diviseur de tension (fig. 316-10). — L'emploi d'un montage *symétrique* ou *différentiel* permet d'éviter la plupart des inconvénients signalés ci-dessus. Le montage est représenté figure 316-10. Les variations de tension d'alimentation ont le même

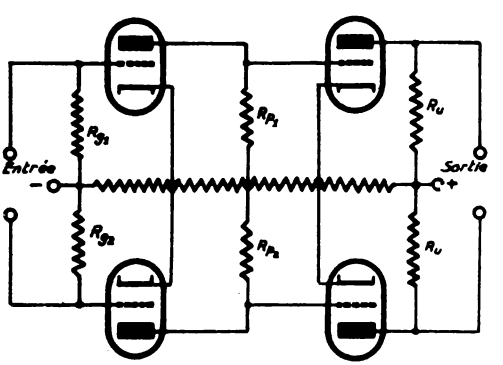


Fig. 316-10.

effet sur les deux branches et n'apparaissent pas, par conséquent, comme un signal amplifié. D'autre part, les variations de courant dans la branche potentiométrique sont toujours égales mais de signe opposé. Elles s'équilibrent et aucun couplage ne se produit.

523-13. Amplificateur à contre-batterie. — On peut éviter l'artifice de la mise en série des tensions anodiques des différents étages au moyen de divers artifices dont le plus facile à comprendre est l'emploi d'une contre-batterie.

Le principe du montage est indiqué sur la figure 316-11. Le potentiel de grille du second tube est ramené à la valeur convenable au moyen de la batterie B.

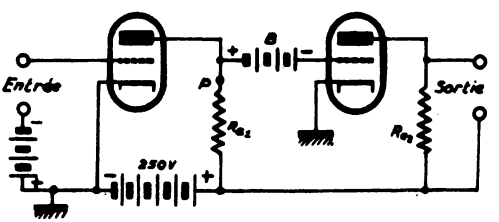


Fig. 316-11.

Si, par exemple, la tension au point P est de 200 volts, on prend une batterie de 205 volts pour assurer une polarisation négative de — 5 volts de la grille du second tube. Cette contre-batterie ne fournit évidemment aucune intensité, à condition que la grille du second tube demeure négative.

Il faut naturellement prévoir autant de contre-batteries qu'il y a d'étages amplificateurs derrière le tube d'entrée.

Dans un tel montage, il est essentiel que la tension d'alimentation anodique soit stabilisée.

Il faut également que la contre-batterie soit parfaitement isolée. La présence de la batterie introduit une capacité parasite importante en parallèle avec la résistance de charge.

523-14. Emploi d'une liaison par tube régulateur à gaz (fig. 316-12). — Les tubes régulateurs à gaz ont la propriété de maintenir une tension constante entre leurs électrodes, entre certaines limites de l'intensité qui les traverse. On peut donc remplacer la contre-batterie du schéma précédant par un tube à gaz convenablement alimenté. La mise au point est assez délicate. Il faut, en effet, réaliser simultanément les deux conditions suivantes :

a) Le tube à gaz doit fonctionner dans la zone convenable correspondant à sa caractéristique de régulation. L'intensité minimum est généralement de plusieurs milliampères.

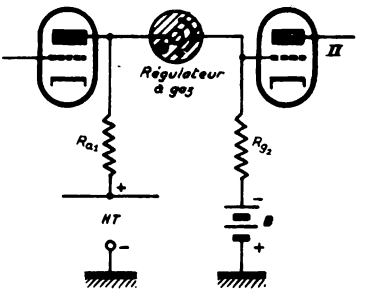


Fig. 316-12.

b) La grille du tube II doit être convenablement polarisée.

C'est en agissant sur la tension de B et la valeur de R_{g2} qu'on peut respecter ces deux conditions. On notera que la batterie B fournit l'intensité qui traverse le tube à gaz.

On pourrait réaliser ce même montage avec un élément semi-conducteur du type « zener ».

523-15. Utilisation de tubes sous-alimentés. — On dit qu'un tube est *sous-alimenté* quand il fonctionne avec une tension d'alimentation anodique effective beaucoup plus faible que la valeur normale. En général, ce n'est pas en agissant sur la tension fournie par la source anodique, mais en prévoyant des résistances de charge beaucoup plus importantes : de plusieurs mégohms par exemple.

Ce mode de fonctionnement permet d'obtenir des gains très importants *quand il s'agit de signaux très faibles.* De plus la stabilité est excellente et les effets des variations de tensions d'alimentation sont considérablement réduits.

Nous donnons un exemple d'amplificateur à courant continu dont le premier étage est fortement sous-alimenté (fig. 316-13).

Le montage comporte deux tubes EF 86. Dans les conditions d'emploi sous-alimenté le coefficient d'amplification est de l'ordre de 4 000, pour une résistance interne d'environ 40 mégohms.

Le gain en tension du premier étage est :

$$\frac{4\,000 \times 15}{(15 + 40)} \quad \text{soit sensiblement } 1\,000$$

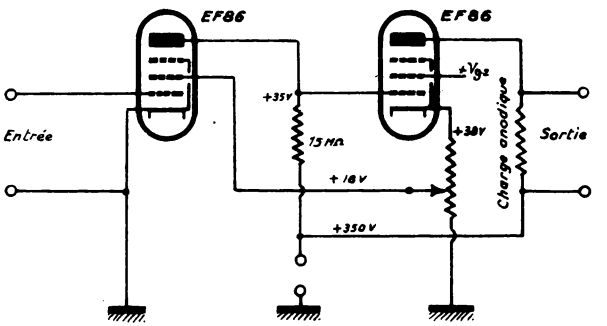


Fig. 316-13.

Le gain du second étage peut dépasser 150 (il est fonction de la charge). On peut donc ainsi réaliser un gain en tension de 150 000.

AMPLIFICATEURS DE COURANT CONTINU A TRANSISTORS

523-16. Généralités. — Si les transistors actuels se prêtent fort mal à la réalisation d'amplificateurs à large bande, ils conviennent en revanche, fort bien pour la réalisation d'amplificateurs de courants continus.

Cela se conçoit sans peine si l'on veut bien songer que le tube électronique est, par essence, un amplificateur de tension alors que le transistor est, lui, un amplificateur d'intensité.

Or, industriellement, il paraîtra bien souvent plus intéressant d'obtenir une amplification d'intensité. Pour les besoins pratiques, on aura fréquemment besoin d'une intensité relativement forte ; or, d'ores et déjà, il existe des transistors pouvant fournir des intensités de courant de plusieurs ampères.

Dans bien des circonstances le fait de fonctionner sous une tension de quelques volts sera un avantage précieux. L'existence des deux types de transistors complémentaires *p-n-p* et *n-p-n* permettra souvent de trouver des solutions élégantes à certains problèmes.

Faut-il également citer l'absence de courant de chauffage et d'inertie ?

Le nombre de combinaisons réalisables est énorme. C'est pourquoi

nous nous contenterons de donner quelques exemples.

La configuration qu'il convient d'employer est évidemment celle qui donne une amplification en intensité supérieure à l'unité, c'est-à-dire le montage à émetteur commun.

523-17. Étage simple à transistor. — Le montage est indiqué sur la figure 316-14. La tension de la batterie peut être comprise entre 1 et 12 volts suivant le type de transistor utilisé.

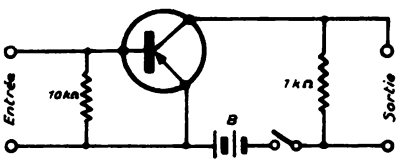


Fig. 316-14.

Il est évident que la résistance de sortie est parcourue en l'absence de signaux par le courant de collecteur au repos. Il y a donc, en permanence, une certaine tension de sortie.

On peut éviter cet inconvénient par les mêmes artifices que dans un montage à tube électronique.

523-18. Montage à deux étages à transistors. — Mais donnons un exemple de montage en cascade équilibré sur la figure 316-15. Cette

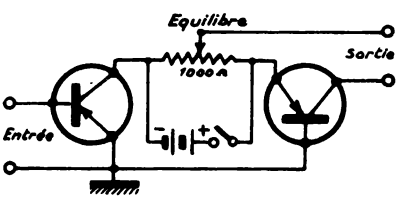


Fig. 316-15.

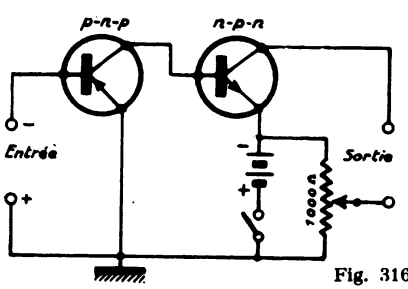


Fig. 316-16.

disposition présente l'inconvénient que les deux bornes de sortie sont isolées de la masse (ou, à volonté, les deux bornes d'entrée).

Avec des transistors de modèle usuel (CFTH) on obtient une variation d'intensité de 1 milliampère dans une charge de 100 ohms pour une variation d'entrée de 10 microampères à l'entrée.

Le gain en intensité est donc de 100.

La figure 316-16 représente un amplificateur utilisant deux transistors complémentaires. Le gain en intensité peut dépasser 200.

AMPLIFICATION DES IMPULSIONS

523-19. Généralités. — Dans de nombreuses techniques électroniques, on utilise des « impulsions », c'est-à-dire de brusques variations d'amplitude pendant une durée relativement petite (voir fig. 316-17). Une impulsion est caractérisée par son amplitude et par sa durée.

Les impulsions sont utilisées couramment dans les techniques de la télévision, du radar, des transmissions multiplex, etc.

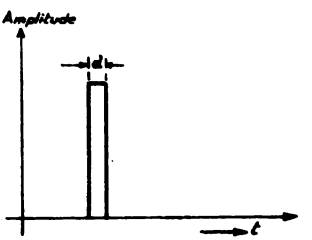


Fig. 316-17.

Il est donc essentiel d'analyser le comportement d'un amplificateur à l'entrée duquel on transmet une impulsion. Toutefois l'étude mathématique des impulsions est assez ardue, car l'emploi de la trigonométrie simple est impossible, il faut employer les procédés du calcul symbolique.

523-20. Série d'impulsions. — Des impulsions d'une largeur donnée *d*, se reproduisant régulièrement au bout d'un *temps de récurence* T, constituant un phénomène périodique. Or FOURIER a montré que tout phénomène périodique de période T peut être considéré comme résultant de la superposition d'une série de sinusoïdes dont les fréquences successives sont des multiples exacts de F.

Une série d'impulsions comme celles de la figure 316-18 sont donc analytiquement équivalentes à une somme de sinusoïdes de fréquences :

F, 2 F, 3 F, etc.

Si nous désirons soumettre la série d'impulsions à un amplificateur, il est donc nécessaire que celui-ci amplifie convenablement les fréquences F, 2 F, etc.

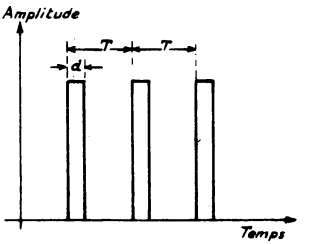


Fig. 316-18.

Une première question est donc de savoir si tous les harmoniques sont effectivement nécessaires pour reproduire correctement les impulsions. Si l'amplitude de certains harmoniques est négligeable, on pourra certainement les éliminer sans compromettre le résultat final.

Cette condition est nécessaire, mais elle n'est pas suffisante. Pour que la *forme* des impulsions ne soient pas modifiées, il est encore indispensable que la position de phase des différents harmoniques soit rigoureusement conservée dans l'amplificateur. En d'autres termes l'amplificateur ne devra point comporter de *distorsion de phase.*

523-21. Spectre d'une série d'impulsions. — L'analyse de la série d'impulsions montre que l'amplitude des harmoniques successifs varie suivant une loi que nous pouvons représenter par le graphique de la figure 316-19.

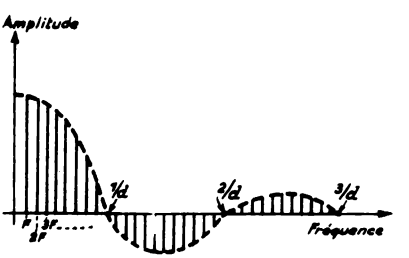


Fig. 316-19.

On constate que l'amplitude commence à décroître à mesure que le rang de l'harmonique augmente.

L'amplitude croît de nouveau, mais avec une position de phase inversée,

passe par une seconde valeur maximale, décroît, pour s'annuler de nouveau pour la fréquence $2/d$.

Après quoi, nouvelle croissance jusqu'à une nouvelle valeur maximale.

Les valeurs maximales successives sont de plus en plus petites. On peut donc en conclure qu'on peut reproduire la série d'impulsions avec un amplificateur dont la bande passante n'est pas infiniment grande.

L'important est de savoir quels sont les harmoniques nécessaires pour obtenir une reproduction acceptable.

L'expérience montre que la bande minimale admissible est précisément mesurée par $1/d$. Dans ces conditions les impulsions ne sont pas parfaitement reproduites. En particulier les fronts avant et arrière sont inclinés.

Pour une très bonne reproduction de ces fronts il faut admettre une bande passante de 2 ou même $2{,}5/d$.

De cette analyse sommaire il faut retenir ce fait extrêmement important que *la bande passante nécessaire sera d'autant plus large que l'impulsion sera plus courte.*

Ainsi, pour des impulsions durant 1 microseconde, la bande passante minimale admissible est de $1/10^{-6}$ ou 1 mégahertz.

Si les impulsions duraient 100 microsecondes, on pourrait admettre une bande passante 100 fois moins large, soit 10 kilohertz.

523-22. Impulsion isolée. — Les résultats précédents peuvent être étendus au cas d'une seule impulsion, comme celle qui a été représentée sur la figure 316-17. Le fonctionnement de l'amplificateur ne dépend évidemment pas du nombre d'impulsions par seconde, mais exclusivement de la durée de l'impulsion.

Ajoutons toutefois que, dans le cas d'une impulsion isolée, le spectre ne comporte pas d'harmoniques. Il est représenté par *toutes* les fréquences : c'est un *spectre continu.*

523-23. Distorsion des impulsions. Temps de montée. — Nous venons de reconnaître que l'aptitude de l'amplificateur à transmettre correctement des impulsions courtes est déterminée par sa limite supérieure de fréquence.

C'est surtout la montée brusque qui sera mal reproduite si l'amplificateur ne transmet pas les fréquences très élevées. Au lieu de la montée verticale AB (fig. 316-20) nous observerons la montée exponentielle AB'. En d'autres termes le niveau de tension ne montera pas instantanément

à la valeur de crête : il y aura un certain *temps de montée*. La mesure de cette durée totale à l'oscillographe ne pourrait se faire sans difficulté. C'est pourquoi on convient de définir le *temps de montée* d'un circuit ou d'un étage de la manière suivante :

C'est le temps nécessaire pour que l'amplitude du signal passe de 10 % *à* 90 % *de la valeur de crête* (fig. 316-20).

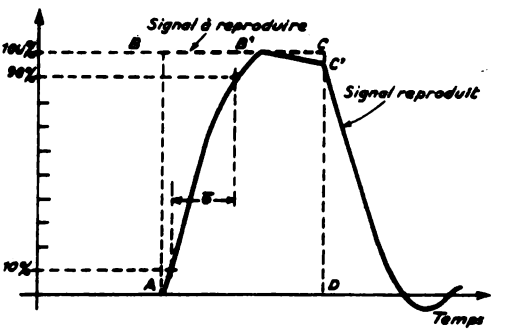


Fig. 316-20.

Le temps de descente se définit de la même manière. Poursuivons l'analyse de la reproduction d'une impulsion quand la valeur de crête est atteint en B', l'amplitude commence généralement à baisser légèrement. Cette baisse dépend de l'aptitude de l'amplificateur à transmettre les basses fréquences. Si l'amplificateur peut transmettre jusqu'à la fréquence zéro (courant continu) le palier est horizontal. Le front arrière est caractérisé par un *temps de descente*.

On voit ainsi que l'importance des distorsions dépend essentiellement de la largeur de bande passante.

Ces déformations peuvent être assez grandes pour changer complètement la forme du signal. Le phénomène apparaît par exemple figure 316-21 ou le temps de montée de l'amplificateur est plus grand que la durée de l'impulsion. Cette déformation s'accompagne d'une réduction d'amplitude. A la limite, le signal serait d'ailleurs complètement éliminé.

523-24. Principe des amplificateurs. — En principe, on utilise des amplificateurs à liaison par résistance, capacité étudiée pour fournir une bande passante aussi large que possible. Dans ce cas, encore, l'augmentation de bande passante se traduit par une réduction du gain on est amené à choisir des résistances de charge aussi faibles que possible pour réduire l'influence des capacités parasites en parallèle.

Pour conserver un gain appréciable on est amené à utiliser des tubes à très grande pente (EL 183 $s = 25$ mA/V).

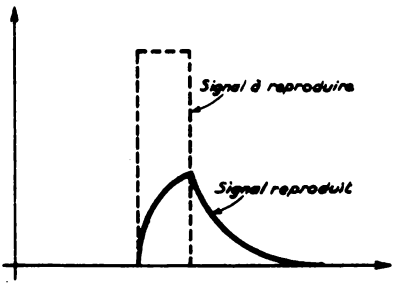


Fig. 316-21.

Cette réduction de la charge n'est pas toujours suffisante. On peut alors utiliser des inductances dans les circuits de liaison des amplificateurs.

On distingue trois types principaux de correction :

La correction shunt ou parallèle (fig. 316-22 *a*) ;

La correction série (fig. 316-22 *b*) ;

La correction mixte (fig. 316-22 *c*).

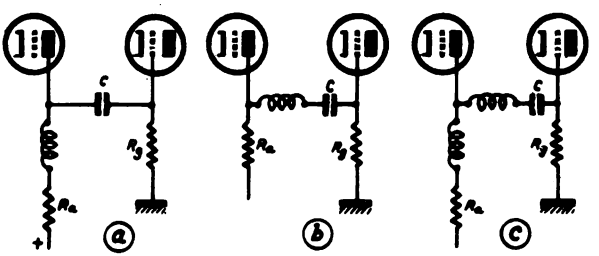


Fig. 316-22.

L'étude de ces circuits sortirait du cadre de cet ouvrage. Nous renvoyons nos lecteurs au *Cahier de l'Agent Technique*, n° 12.

Bornons-nous à signaler qu'on obtient une amélioration des caractéristiques de l'amplificateur et, en particulier, du temps de montée. Toutefois des troubles de caractère oscillatoire peuvent se manifester (dépassement balistique ou « overshoot »).

DÉFORMATION SYSTÉMATIQUE DES IMPULSIONS DÉRIVATION. INTÉGRATION

523-25. Généralités. — Dans un but de triage ou de sélection, on peut être amené à faire subir aux impulsions des déformations qui sont fonction

de leur durée. Citons, par exemple, les circuits trieurs d'impulsions dans un téléviseur.

Ces circuits déformateurs présentent tous une *constante de temps*. Les plus simples — qui sont presque les seuls utilisés pratiquement — mettent en jeu la charge ou la décharge d'un condensateur dans un circuit résistant.

La variation de tension entre les bornes des éléments suit une loi exponentielle que nous avons reproduite figure 316-23. Nous avons

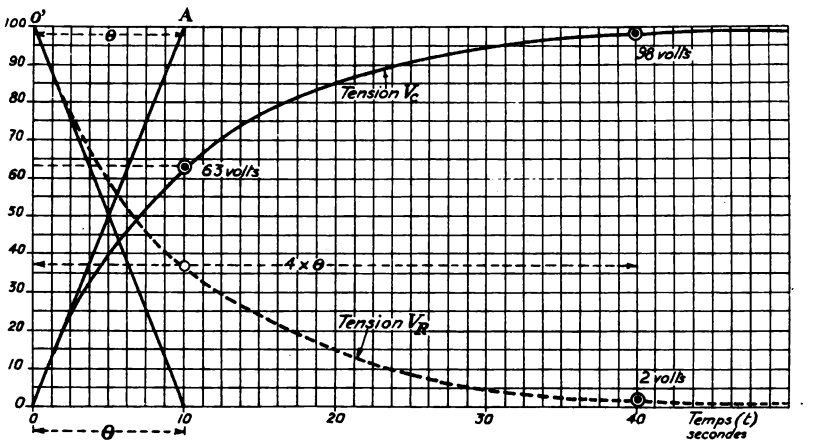


Fig. 316-23.

supposé qu'on charge un condensateur C, à travers une résistance R, au moyen d'une tension de 100 volts. Nous avons reproduit les variations de tension en fonction du temps qui obéit à la loi exponentielle :

$$v = V(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

La variation est donc essentiellement commandée par le produit RC qui est la *constante de temps*.

Il est essentiel de se souvenir que la tension de charge du condensateur est de 63 % au bout du temps RC et qu'elle est complète à 99,3 % près, au bout de 5 × RC.

La tension entre les extrémités de la résistance suit une loi inverse.

523-26. Circuit dérivateur. — On emploie souvent, d'une manière incorrecte le terme « différentiateur » pour désigner ce circuit dont nous

donnons le schéma figure 316-24.

Appliquons une impulsion entre les bornes d'entrée E_1 E_2 et déterminons la forme du signal obtenu entre les bornes S_1 S_2.

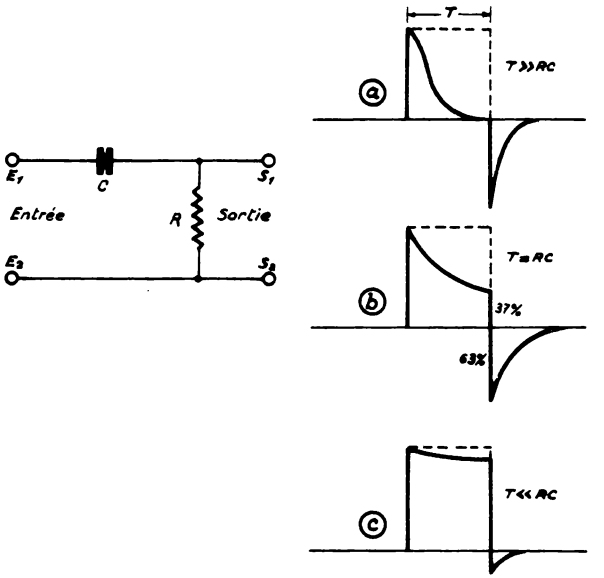


Fig. 316-24.

Il faut distinguer trois cas, suivant que la constante de temps RC est plus ou moins grande par rapport à la durée T de l'impulsion :

1° $T \gg RC$

Il s'agit d'impulsions longues par rapport à RC.

Le front avant de l'impulsion est immédiatement transmis (voir graphique précédent : tension aux bornes de la résistance), mais le courant cesse très vite, si bien que la tension devient nulle avant la fin de l'impulsion.

Au moment du passage du front arrière, les mêmes phénomènes se reproduisent, mais en sens inverse.

L'impulsion originale est donc transformée en deux « lancées » de sens contraire, ou si l'on préfère, en deux impulsions courtes, l'une positive, l'autre négative (fig. 316-24 *a*).

2° $T = RC$

Le même graphique nous permet de tracer exactement la forme. Au bout d'un temps égal à RC la tension a baissé de 63 % de sa valeur primitive, il reste donc 37 % de l'amplitude de départ au moment où se produit le front arrière, qui fait monter la tension jusqu'à 63 %, puis la tension revient au zéro.

Le résultat est indiqué en *b*).

3° $T \ll RC$

La dérivation est cette fois très faible, car la tension baisse peu pendant la durée RC. La forme de l'impulsion est à peine modifiée (voir fig. 316-24 *c*).

A l'extrême limite et *théoriquement*, quand la durée de l'impulsion est très grande par rapport à RC elle est transformée en deux lancées verticales infiniment courtes. C'est la dérivée de la fonction rectangulaire. D'où ce nom de circuit « dérivateur ».

Pratiquement, il existe *toujours* une capacité parasite entre les extrémités de la résistance R. Il en résulte l'existence d'un temps de montée (égal à 2,2 RC_p, si C_p est la capacité parasite) et, dans ces conditions la dérivation s'accompagne d'une atténuation. L'amplitude des lancées diminue à mesure que RC devient plus petit.

523-27. Circuit intégrateur. — Le circuit intégrateur est composé des mêmes éléments mais inversés. La tension de sortie est prise entre les armatures du condensateur. Comme précédemment le résultat dépend essentiellement du rapport entre la durée T de l'impulsion et la constante de temps RC.

1° $T \gg RC$

La durée des impulsions est grande par rapport à RC.

La charge du condensateur est complète bien avant la fin de l'impulsion. On constate donc (fig. 316-25) que la forme du signal reste presque inchangée.

2° $T = RC$

La charge du condensateur n'est pas terminée à la fin de l'impulsion. La tension n'atteint que 63 % de la valeur de crête. A partir de ce moment, la décharge se produit.

L'impulsion est donc atténuée et allongée.

3° $T \ll RC$

L'atténuation devient de plus en plus importante à mesure que les impulsions sont plus courtes par rapport à RC. A la limite les impulsions sont complètement intégrées, c'est-à-dire supprimées.

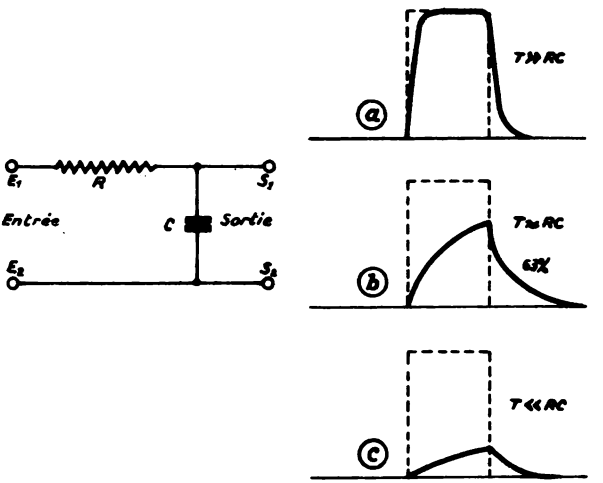


Fig. 316-25.

NOTIONS DE COMPTAGE ÉLECTRONIQUE

523-28. Généralités. — Il ne saurait être question d'aborder ici le problème des *machines électroniques à calculer* (1), qui permettent de résoudre les calculs les plus compliqués avec une rapidité prodigieuse. Ces machines peuvent effectuer par exemple 5 000 multiplications de 6 chiffres par seconde. Elles utilisent en principe, le comptage par impulsions. La durée des impulsions est inférieure dans certains cas, à une microseconde et la machine peut « compter » plusieurs centaines de milliers d'impulsions par seconde.

Pour comprendre le mécanisme mis en jeu, il faut d'abord examiner le simple comptage d'objets par des moyens purement électroniques.

523-29. Comptages d'objet. — Supposons qu'il s'agisse de compter électroniquement des objets défilant sur un tapis roulant. On disposera, par exemple un projecteur dont le pinceau lumineux viendra exciter un élément photoélectrique. Le passage d'un objet interceptera le rayon de

(1) Voir à ce propos : *Précisions sur les machines électroniques à calculer*. Du même auteur, 1 brochure de 96 pages. Editions Chiron, Paris.

lumière et fournira ainsi une impulsion. Après une amplification convenable, cette impulsion agira directement sur un compteur mécanique. Ainsi le nombre d'objets sera enregistré automatiquement.

Dans certains cas ou le nombre d'impulsions par seconde est considérable (compteur de radiations) on peut intégrer tout simplement les impulsions et mesurer le courant moyen qui en résulte.

523-30. Élément de comptage binaire. — On peut se représenter un dispositif de comptage décimal comme un commutateur à 10 directions. Chaque direction correspond à un nombre compris entre 0 et 9. Ce dispositif peut se traduire électroniquement au moyen d'un faisceau électronique qu'un système de déviation peut diriger sur des positions différentes. De tels tubes électroniques sont aujourd'hui industrialisés.

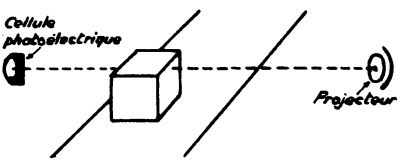


Fig. 316-26.

Toutefois, la plupart des systèmes électroniques utilisent des systèmes de comptage différents et, en particulier, le système binaire qui ne comporte que les signes zéro et un et qu'on peut traduire électriquement par un commutateur qui est ouvert ou fermé. Ainsi il n'existe aucune erreur de position car le courant passe ou ne passe pas.

La correspondance entre le système binaire et le système décimal est la suivante :

Décimal	Binaire
0	0
1	1
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1 000
etc.	

L'élément de comptage *binaire* est la *bascule*, c'est-à-dire un multivibrateur à couplage direct qui comporte deux états de stabilité et dont nous donnons le schéma figure 316-27.

Quand le tube I est bloqué (grille très négative), le tube II débite un courant maximum. L'arrivée d'une impulsion sur les grilles provoque le blocage du tube II et le déblocage du tube I. Un état correspond à 0 ; l'autre à 1.

Mais le déblocage du second tube a pour effet de produire une impulsion qui agit sur un second élément de comptage. Celui-ci correspond aux unités de *second ordre*, c'est-à-dire comprises entre 2 et 4 unités décimales (1 et 10 binaires). En multipliant les éléments de comptage on peut totaliser des sommes aussi grandes qu'on le désire.

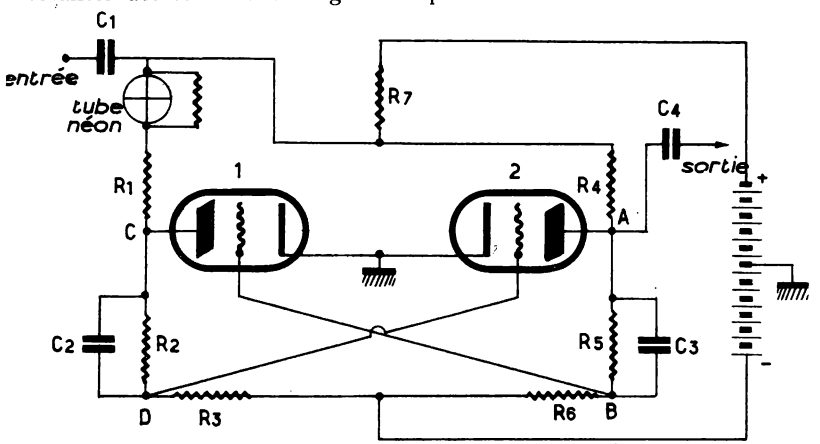


Fig. 316-27.

C'est ce système qui est employé dans les machines électroniques. Il ne comporte aucune pièce mécanique en mouvement et peut atteindre des vitesses de comptage extraordinairement élevées.

Les impulsions de comptage sont fournies par un générateur central d'impulsions, stabilisé par quartz.

Quand le calcul est effectué, le résultat obtenu dans le système binaire est traduit, par la machine, dans le système décimal et fournit sous forme de cartes perforées ou imprimées.

Ces machines peuvent effectuer en quelques minutes des calculs que des calculateurs professionnels ne pourraient terminer en plusieurs dizaines d'années.

523-31. Division de fréquence. Système stabilidyne. — Le procédé Stabilidyne, mis au point par la Compagnie Générale de T.S.F. (C.S.F.) permet de produire des fréquences fixes parfaitement stables, en grand nombre, à partir d'un seul cristal de quartz. Il se prête à différentes applications fort intéressantes, par exemple à la construction de récepteurs qu'il est possible de régler d'*avance* sur une fréquence déterminée, celle-ci étant « affichée » au moyen d'un compteur décimal. On peut aussi construire des émetteurs de pilotage, des fréquence-mètres à affichage direct, etc.

On en comprendra facilement le principe en examinant la conception d'un récepteur.

Dans le changeur de fréquence normal, l'amplificateur de fréquence intermédiaire est réglé sur une fréquence fixe. Pour modifier la fréquence de réception, on agit sur la fréquence de l'oscillateur local. La stabilité du réglage dépendra essentiellement de la stabilité de l'oscillateur. La fréquence de ce dernier doit naturellement pouvoir être modifiée pour couvrir une gamme déterminée.

Prenons un exemple précis. Pour un récepteur fonctionnant entre 2 et 30 mégahertz, avec une fréquence intermédiaire de 1 mégahertz, l'oscillateur doit varier entre 3 et 31 mégahertz.

On peut encore concevoir le système récepteur d'une manière différente : l'oscillateur serait fixé, et on ferait varier la fréquence de conversion. Si celle-ci peut varier entre 1 et 2 mégahertz, il faut, pour couvrir la même gamme, prévoir 28 fréquences fixes de l'oscillateur. Si on suppose ces fréquences, stabilisées par 28 quartz on aura réalisé un récepteur beaucoup plus stable puisqu'il ne s'agira plus que des variations de réglage de l'amplificateur de fréquence intermédiaire. On améliorera encore la stabilité en limitant la gamme couverte par l'amplificateur de fréquence intermédiaire. Si on le règle, par exemple, entre 100 et 200 kilohertz, le gain en stabilité pourra atteindre 100. Mais, en contrepartie, pour couvrir de 2 à 30 mégahertz, il faudra prévoir 279 valeurs fixes de l'oscillation locale. On conçoit facilement qu'il ne saurait être question de prévoir 279 cristaux de quartz dans le récepteur.

Le système *Stabilidyne* permet d'obtenir ce même résultat avec un seul quartz réglé sur 100 kilohertz et de trier les 279 fréquences nécessaires.

Ce résultat est obtenu par l'adjonction au récepteur d'un autre changeur de fréquence dont la fonction est précisément d'effectuer le triage des harmoniques du cristal. La fréquence intermédiaire de ce circuit auxiliaire

est réglée aux environs de 1 000 kilohertz. On élimine facilement les harmoniques voisins qui sont écartés de 100 kilohertz.

On sélectionne donc l'harmonique désiré parmi les 279 fréquences nécessaires et on le convertit en une fréquence voisine de 100 kilohertz en agissant sur l'oscillateur local du changeur de fréquence auxiliaire. Celui-ci est étalonnée de 100 en 100 kilohertz.

La disposition schématique est indiquée figure 316-28.

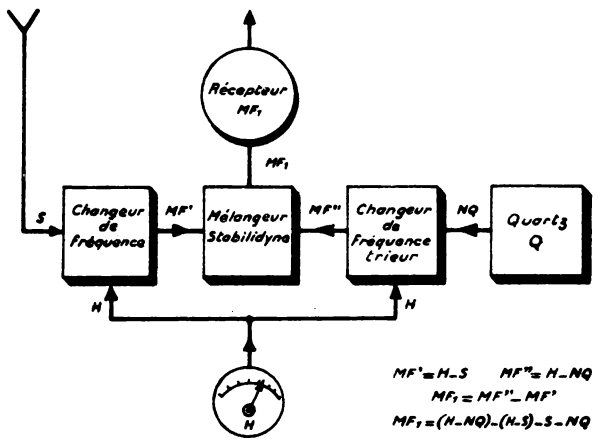


Fig. 316-28.

L'oscillateur local H qui doit couvrir une gamme étendue est obligatoirement instable. Mais cet inconvénient est radicalement éliminé de la manière suivante :

L'oscillateur H est commun aux deux changeurs de fréquence (triage et récepteur d'entrée, recevant le signal incident). Il est réglé sur l'harmonique le plus proche de la fréquence du signal.

La fréquence qui en résulte diffère donc de moins de 100 kilohertz de la fréquence fournie par l'harmonique. Ces deux fréquences, introduites dans un troisième changeur de fréquence, fournissent ainsi un signal dont la fréquence est comprise entre 0 et 100 kilohertz et dont la fréquence est *rigoureusement indépendante de l'oscillateur commun.*

En effet on a :

$$MF' = H - S \quad \text{et} \quad MF'' = H - NQ$$
$$MF_1 = MF'' - MF'$$

c'est-à-dire

$$MF_1 = (H - NQ) - (H - S) - S - NQ$$

On voit que H et S s'éliminent.

Il s'agit donc de recevoir simplement la gamme de 0 à 100 kilohertz au moyen d'un récepteur à réglage continu étalonné.

L'oscillateur de triage est étalonné en centaines de kilohertz de 2 à 30 mégahertz et le récepteur à variation continue de 0 à 100 kilohertz.

Les commandes entraînent un compteur décimal d'affichage qui donne exactement la fréquence de réglage.

L'application de ce principe à la réception vient d'être décrite. On peut facilement concevoir un fréquencemètre sur le même principe.

CHAPITRE XXIII

Quelques applications de l'électronique

524-1. Généralités. — Les applications industrielles et scientifiques de l'électronique sont actuellement si nombreuses qu'il est impossible de les passer en revue. Nous ne pouvons faire mieux que de donner un *aperçu* de *quelques-unes* d'entre elles.

Il n'est actuellement aucune discipline scientifique où l'électronique ne puisse donner une aide précieuse. On peut même citer la paléontologie, l'archéologie, l'histoire, car les méthodes qui permettent de fixer avec précision l'âge d'un vestige sont purement électroniques (dosage du carbone 14).

Des branches nouvelles d'applications, comme l'utilisation pacifique de l'énergie nucléaire ne sont même pas concevables sans l'électronique.

Sans prétendre être complet, nous pouvons citer quelques applications, parmi les plus importantes :

— Mesure et régulation des températures ;
— Mesure des contraintes, des vitesses, des accélérations ;
— Chauffage par courants de haute fréquence ;
— Contrôle du soudage ;
— Télémesure. Téléaffichage. Régulation ;
— Servo-commandes ;
— Asservissements. Machines à programme, machines transferts ;
— Examens médicaux : électro-encéphalographie, électro-cardiographie, etc. ;
— Machines à calculer diverses (Arithmétiques, Analogiques) ;
— Énergie nucléaire. Radioactivité. Utilisation des isotopes radioactifs ;
— Radar ;
— Navigation hyperbolique ;
— Radio guidage. Radiogoniométrie ;
— Radio-télescopie ;
— Radio-microscopie ;
— Télévision industrielle ;
— etc.

Chacune des matières qui ont été citées dans les précédents alinéas pourrait être le sujet d'un volume de plusieurs milliers de pages.

Nous nous bornerons à traiter quelques éléments d'application, choisis simplement à titre d'exemples.

524-2. Mesure et régulation des températures. — Les températures peuvent être mesurées à l'aide d'un *thermo-couple* ou à l'aide d'une *thermistance.*

Un thermo-couple est constitué en principe par la soudure de deux métaux convenablement choisis. Cette soudure est le siège d'une force-électromotrice continue qui est fonction de la température. Après amplification en courant continu on peut ainsi obtenir l'indication de la température.

Les *thermistances* sont des résistances spécialement étudiées pour présenter un très fort coefficient de température. Elles sont généralement insérées dans un montage en « pont » dont l'équilibre devient ainsi une fonction de la température. En combinant ces éléments avec des amplificateurs. On peut constituer des dispositifs *thermostatiques* qui déterminent le déclanchement d'un relais pour de très faibles variations de température (1/10 et même 1/100 de degré centigrades). Ces relais peuvent, à leur tour, mettre en action des résistances chauffantes. On peut ainsi assurer la régulation thermique d'un bain, d'un four, etc. (fig. 317-1).

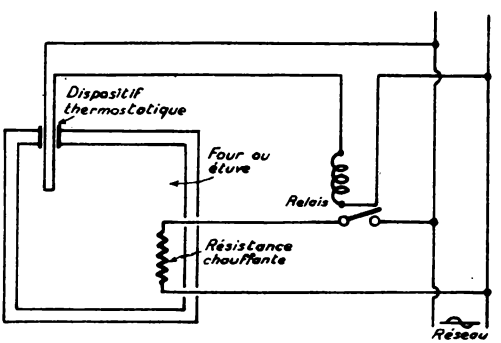


Fig. 317-1.

Par exemple, nous avons expliqué précédemment que le « tirage » des mono - cristaux semi-conducteurs devait s'effectuer en maintenant la température du bain parfaitement constante. Pour obtenir ce résultat, on a recours aux procédés que nous venons d'expliquer brièvement.

524-3. Chauffage par courants de haute fréquence. — Si l'on place un objet conducteur dans un champ magnétique à haute fréquence de très grande intensité, on provoque, à sa surface la naissance de *courants tourbillonnaires* ou *courants de Foucault.*

Si l'intensité de ces courants est suffisante, il en résulte un échauffement très rapide.

Tel est le principe du chauffage par courants de haute fréquence. Une installation comporte donc :

a) Générateur,

b) Dispositif de chauffage.

Le générateur de courants de haute fréquence comporte des tubes d'émission montés en auto-oscillateur. Il importe, en effet, assez peu, que la fréquence soit stable. L'essentiel est d'obtenir un rendement énergétique aussi bon que possible. C'est pour cette raison que le montage auto-oscillateur est toujours choisi. Il va sans dire que la puissance produite dépend essentiellement de l'effet qu'on veut obtenir.

Le dispositif de chauffage est constitué par une inductance de diamètre appropriée à la dimension des pièces à chauffer, constituée par une ou plusieurs spires en tube de cuivre de forte section (fig. 317-2).

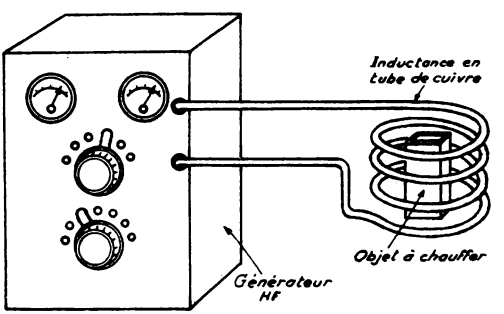


Fig. 317-2.

Ce procédé de chauffage présente des avantages considérables dans certains cas. Il permet, par exemple, de chauffer des pièces métalliques placées dans le vide sans échauffer l'enveloppe (industrie des tubes électroniques) ou dans une atmosphère déterminée.

Le chauffage ne s'accompagne d'aucune pollution.

Il peut être réglé avec la plus extrême précision.

Il permet la trempe superficielle ou cémentation de certaines pièces métalliques.

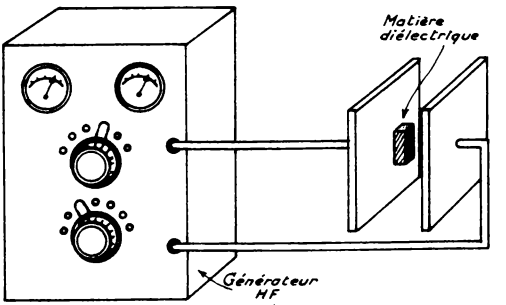


Fig. 317-3.

Quand il s'agit de matières diélectriques, on peut obtenir le chauffage par *champ électrique*. La masse à chauffer est alors placée entre deux armatures formant condensateur. L'avantage de ce procédé est de produire le chauffage dans la *masse même* de matières qui sont généralement très mauvaises conductrices de la chaleur (fig. 317-3).

L'ÉLECTRONIQUE DANS LES MESURES PHYSIQUES

524-4. Généralités. — L'électronique peut permettre ou faciliter la mesure d'un nombre considérable de grandeurs : *vitesse, accélération, force, pression, constantes*, etc.

Dans tous les cas, le principe essentiel demeure le même. La grandeur à mesurer doit d'abord être traduite électriquement. Par exemple : une variation de pression exercée sur un cristal piézo-électrique fournira une tension électrique. Le résultat de cette traduction pourra ensuite être eventuellement soumis à un amplificateur.

Enfin, la grandeur électrique amplifiée (généralement une tension) sera transmise à un dispositif indicateur qui peut être un voltmètre, un tube à rayons cathodiques, un dispositif enregistreur, etc.

Ces principes essentiels peuvent être appliqués pratiquement d'un très grand nombre de manières. On comprendra facilement que nous limiterons notre exposé à quelques exemples.

524-5. Mesure des vitesses. — La mesure de vitesse de déplacement d'un fluide peut être effectuée par la méthode de *fil chaud*. La résistance d'un fil est fonction de sa température. Le fil, parcouru par une intensité

fixe est chaud. Mais sa température est fixée par les conditions de ventilation et, par conséquent, par la vitesse du fluide dans lequel il est plongé.

En pratique, il suffira donc de mesurer la chute de tension entre les deux extrémités du fil pour pouvoir connaître la vitesse de déplacement du fluide. Un système différentiel facile à imaginer permettra d'éliminer l'influence des variations de température du fluide lui-même.

Pour montrer la diversité des solutions offertes par l'électronique, indiquons maintenant un exemple totalement différent.

A partir d'un poste fixe, il s'agit de contrôler instantanément la vitesse des véhicules qui roulent sur une section de route à vitesse limitée. On peut utiliser une technique apparentée à celle du radar. A l'aide d'une antenne à réflecteur on émet un faisceau d'ondes à fréquence fixe dans la direction du véhicule. La surface de celui-ci réfléchit le faisceau vers l'arrière, mais avec une modification de fréquence due à l'effet DOPPLER (fig. 317-4).

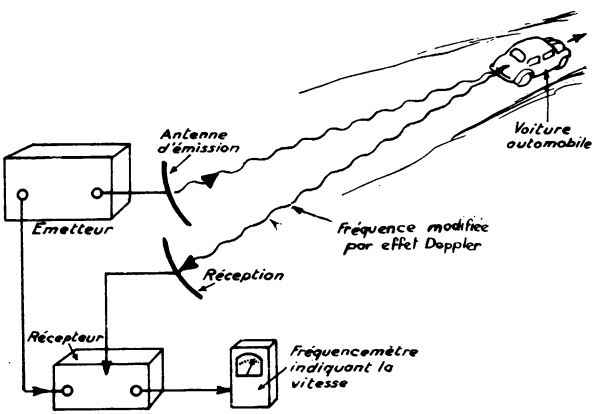


Fig. 317-4.

On capte le faisceau réfléchi et on le fait interférer avec le faisceau émis, la fréquence des battements ainsi obtenus donne directement la mesure de la vitesse. On peut donc utiliser comme indicateur un fréquencemètre à lecture directe dont l'aiguille donne instantanément la vitesse sans aucun calcul.

524-6. Mesure des accélérations et des pressions. — L'instrument traducteur sera constitué par une masse relativement lourde s'appuyant sur un dispositif piézo-électrique (quartz, céramique spéciale, sel de Seignette, etc.).

Toute variation de vitesse, c'est-à-dire toute accélération aura pour effet de modifier la pression exercée par la masse sur la cellule piézo-électrique. Or, toute variation de pression sur cette dernière fournit une force électromotrice. Celle-ci sera amplifiée et mesurée. Elle pourra être transmise au système de déviation d'un tube à rayons cathodiques.

Le même système permet la mesure des pressions. Cette fois, la pression s'exerce directement sur la cellule sensible.

On peut, par ce moyen, faire apparaître d'une manière continue sur l'écran d'un tube à rayons cathodiques le diagramme de WATT d'une machine thermique. Il devient possible de suivre les modifications de ce diagramme quand on change le régime de fonctionnement du moteur.

524-7. Mesure et détection des vibrations. — Le capteur de vibrations est un dispositif tout à fait comparable au « lecteur » (ou pick-up) utilisé pour la reproduction des disques de phonographe. Tout déplacement de son style explorateur se traduit par la production d'une tension.

Comme dans la technique phonographique, on peut utiliser des phénomènes différents pour opérer la traduction :

a) piézo-électricité,

b) induction magnétique,

c) variation de reluctance,

d) variation de capacité, etc.

Le capteur de vibration permet non seulement de mesurer l'amplitude des vibrations, mais aussi leur fréquence, la direction dans laquelle elles s'exercent.

On peut éventuellement effectuer l'analyse harmonique des vibrations.

L'instrument indicateur est généralement un tube à rayons cathodiques.

524-8. Extensométrie. Mesure des contraintes. — L'*extensométrie* est une branche fort importante des mesures « électroniques ». Elle permet de mesurer avec précision les déformations souvent très faibles, subies par une pièce quelconque sous l'influence d'une contrainte, c'est-à-dire d'un effort.

Il peut s'agir, par exemple, de la déformation que subit un ouvrage, comme un pont, au moment du passage d'une charge déterminée, de l'allongement d'un rail de chemin de fer, de la déformation subie par une bielle d'un moteur, etc.

On utilise pour cela des *jauges* qui sont en fait des résistances dont la valeur varie sous l'influence d'un allongement. On peut utiliser les propriétés des couches semi-conductrices (graphite), mais on obtient des résultats beaucoup plus précis, constants, et reproductibles avec les jauges à fil métallique.

Elles sont constituées par un fil très fin (de l'ordre de 25 microns) collé intimement par des produits spéciaux, mais parfaitement élastiques, sur une mince feuille de papier dont l'épaisseur est de l'ordre de 0,1 millimètre. Pour augmenter la sensibilité le fil est replié en zig-zag un grand nombre de fois.

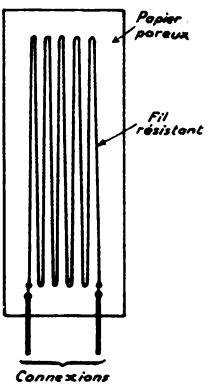


Fig. 317-5.

Cette jauge sera collée directement sur la pièce dont il faut étudier le comportement sous l'influence des contraintes. Il faut naturellement utiliser encore une colle spéciale, pour que l'élément sensible fasse corps avec la pièce soumise à l'examen. Certaines jauges sont livrées avec la colle et se mettent en place comme un simple timbre-poste. Des connexions souples permettent le raccordement aux dispositifs de mesure.

Quand la jauge doit être soumise à une température relativement élevée, on remplace le papier par une matière spéciale. On peut même éventuellement coller directement le fil avec un ciment. Certaines jauges sont « imprimées ». Elles sont constituées par un dépôt métallique très mince effectué sur le support et recouvert ensuite d'un verni protecteur.

524-9. Dispositif de mesure. Applications. — La jauge est parcourue par une intensité de courant fournie par une source à tension constante. Elle est insérée dans la branche d'un pont de WHEATSTONE dont on règle l'équilibre à l'aide d'un potentiomètre.

Le pont est alimenté par une des diagonales, au moyen d'une source de valeur déterminée, pour assurer les meilleures conditions de sensibilité sans — pour cela — surcharger la jauge.

La tension de mesure est prise dans l'autre diagonale. On utilise généralement un amplificateur pour augmenter la sensibilité. La mesure peut être effectuée au moyen d'un galvanomètre. On peut aussi employer un procédé oscillographique.

SERVOMÉCANISMES. ASSERVISSEMENTS. RÉGULATEURS

524-10. Généralités. — Les *systèmes asservis* ou *servo-mécanismes* sont connus depuis fort longtemps et industriellement très répandus. Le régulateur centrifuge à boules de WATT est un exemple, déjà ancien, de système asservi mécanique parfaitement caractérisé. Il est utile d'en rappeller le principe figure 317-6.

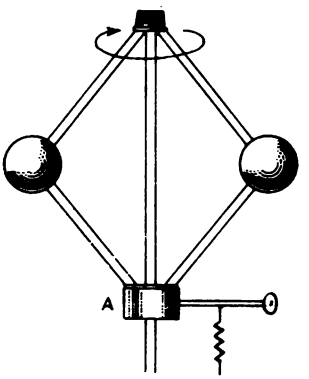


Fig. 317-6.

Il s'agit de maintenir constante la vitesse de rotation d'une machine à vapeur. Le régulateur comporte deux boules fixées par un parallélogramme articulé, solidaire d'un anneau A qui peut s'élever le long de l'axe. Dans ce mouvement, l'anneau entraîne une tige dont le déplacement commande l'admission de la vapeur. Si la vitesse augmente, les boules, sollicitées par la force centrifuge tendent à s'écarter de l'axe. Elles soulèvent ainsi l'anneau A. Il en résulte une fermeture partielle de l'admission de la vapeur, ce qui réduit la vitesse. Celle-ci peut ainsi être maintenue constante quel que soit l'effort demandé à la machine, tout du moins entre certaines limites.

Citons un autre exemple de servomécanisme. Supposons qu'on veuille

provoquer à distance, et contrôler le déplacement d'un organe très lourd, comme le gouvernail d'un navire, l'antenne d'un radar de recherche, etc.

On dispose pour cela d'un bouton gradué, analogue à celui d'un potentiomètre. En déplaçant *sans effort*, ce bouton jusqu'à une certaine graduation, on provoque la mise en action d'un moteur qui entraîne l'organe lourd, jusqu'à la position choisie. A cet instant, le moteur s'arrête.

On remarque immédiatement que le régulateur anti-fading ou commande automatique de sensibilité d'un récepteur est construit selon le même principe.

Dans tous les cas, il s'agit de contrôler une grandeur (vitesse, position, sensibilité). On utilise cette grandeur même pour produire un certain effet sur les phénomènes qui lui donnent naissance. En d'autres termes, il y a *retour en arrière* ou réaction. Tous ces systèmes obéissent aux mêmes lois que les amplificateurs à contre-réaction.

Il existe des servo-mécanismes électroniques ou purement mécaniques (comme le régulateur de WATT).

524-11. Problème général. — Le problème général peut être représenté d'une manière symbolique comme sur la figure 317-7. Quand on place l'axe A dans une position quelconque, il faut que B se mette en mouvement pour venir occuper la position correspondante.

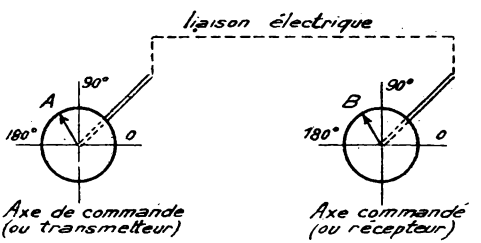


Fig. 317-7.

On peut envisager une solution simple à ce problème (fig. 316-8). L'axe A est solidaire du curseur d'un potentiomètre P_1 alimenté par une source quelconque. Cette source alimente également un second potentiomètre P_2, dont le curseur est solidaire de l'axe B.

Quand les deux curseurs occupent des positions concordantes, la différence de potentiel qu'ils présentent est nulle. Dans toute autre position se manifestera une tension.

Cette tension est utilisée — après amplification — pour alimenter

un moteur (dit : servo-moteur) entraînant l'axe B dans la direction voulue pour diminuer l'erreur angulaire entre les deux axes. A mesure que cet angle diminue, la tension d'entrée, proportionnelle à l'erreur angulaire diminue. Quand la concordance est obtenue, le servo-moteur s'arrête.

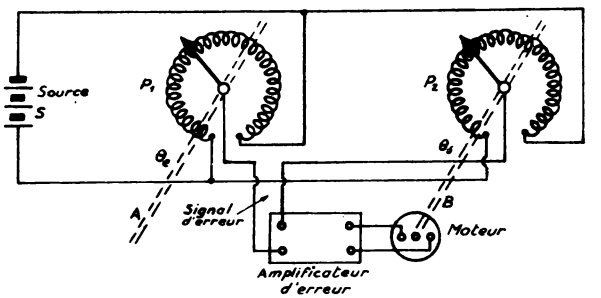


Fig. 317-8.

Théoriquement, la présence de l'amplificateur n'est pas nécessaire. Pratiquement, on conçoit que l'action du servo-mécanisme sera d'autant plus rapide, d'autant plus précise, que l'amplification sera plus grande. L'amplificateur et le servo-moteur utilisent l'énergie localement disponible au point B.

Si l'axe A est en mouvement, l'axe B doit suivre ce mouvement d'aussi près que possible. La tension d'erreur n'est pas, dans ces conditions une tension continue, mais une tension d'amplitude constamment variable, la fréquence de ces variations pouvant être comprises théoriquement entre zéro et l'infini. On pourra considérer la source S comme fournissant un *courant porteur*. Dans la pratique des servo-mécanismes, la source S fournit une tension alternative sinusoïdale. Le signal d'erreur étant d'amplitude variable, il en résulte que les courants transmis sont des *courants alternatifs modulés en amplitude*.

524-12. Équation générale des servo-mécanismes. — Soit G le gain ou rapport d'amplification de l'ensemble amplificateur et moteur.

Soit θ_e l'angle d'entrée et θ_s l'angle de sortie. L'angle d'erreur est

$$\varepsilon = \theta_e - \theta_s$$

Par définition on a :

$$\theta_s = G \times \varepsilon$$

$$\theta_s = G(\theta_e - \theta_s)$$

d'où :

$$\theta_s (1 + G) = \theta_e G$$

ou encore :

$$\boxed{\theta_s = \theta_e \frac{G}{1 + G}} \qquad (1)$$

Cette équation est de même forme que celle des amplificateurs à contre-réaction.

Nous voulons obtenir évidemment que $\theta_s = \theta_e$ (erreur nulle). Pour qu'il en soit ainsi il faut que G (I + G) soit comparable à 1. Cela sera d'autant mieux réalisé que G sera plus grand. D'où l'intérêt de réaliser une grande amplification.

524-13. Stabilité des servo-mécanismes. — Reprenons la figure 317-8. Supposons que l'axe B commande la mise en mouvement d'une masse très importante et que les frottements soient très faibles.

Nous imprimons brusquement à l'axe A un déplacement angulaire important. Le signal d'erreur est grand et il en résulte un couple moteur énergique. L'axe B se met en mouvement. Mais comme l'inertie est considérable, il se peut, qu'entraîné par la vitesse acquise, l'axe dépasse la position correcte. Après annulation il y aura inversion du couple moteur. L'axe s'arrêtera donc *au delà* de la position correcte, puis reviendra en arrière. En d'autres termes, le servo-mécanisme sera l'objet d'*oscillations amorties*. Il ne trouvera sa position qu'après avoir « cherché » pendant un temps plus ou moins long.

Dans certaines circonstances, le servo-mécanisme peut ne pas trouver la position stable, mais être soumis à des *oscillations entretenues*. Les efforts mécaniques imposés peuvent alors être dangereux.

L'équation (1) montre la possibilité de ce fonctionnement anormal. En effet, si le « gain » G peut prendre la valeur (— 1) l'expression G/(1 + G) devient infiniment grande.

En pratique, on évitera les oscillations en amortissant le système. On peut, par exemple, introduire un frottement qui est proportionnel a la vitesse. Cette disposition n'empêche nullement le couple de démarrage de se manifester, puisque la vitesse est nulle. Elle a toutefois, parmi d'autres, l'inconvénient de réduire la vitesse de fonctionnement.

524-14. Dispositifs « synchro-moteurs » « Selsyns », etc. — Nous avons supposé, jusqu'à présent, que le dispositif indicateur d'erreur était constitué par des potentiomètres. Ce procédé présenterait de nombreux inconvénients (manque de précision, usure, etc.).

On utilise pratiquement des machines spéciales dont l'une est le transmetteur, l'autre le récepteur. On peut se représenter ces machines comme des moteurs alternatifs asynchrones triphasés dont le rotor serait bobiné en monophasé. En d'autres termes le « stator » comporte trois enroulements identiques présentant un décalage angulaire de 120°. Ces enroulements peuvent être connectés « en triangle » ou en « étoile » (fig. 317-9).

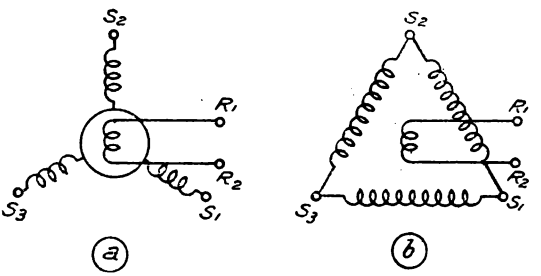


Fig. 317-9.

Réalisons le montage (fig. 317-10). Alimentons le rotor de la machine transmettrice en courant alternatif. Celle-ci se comportera comme un transformateur qui aurait trois secondaires. L'amplitude des tensions

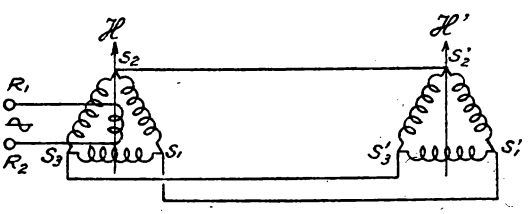


Fig. 317-10.

induites dépend du nombre de spires des enroulements ainsi que de *leur position angulaire*. Ces tensions seront reportées aux bornes des enroulements correspondant de la machine réceptrice. La position angulaire du champ alternatif résultant sera la même. Ainsi un barreau de fer doux s'orientera immédiatement dans la même position. Toutefois, avec ce système, il y aurait une incertitude de 180°.

C'est pourquoi on utilise le système de la figure 316-11.

Les deux rotors sont alimentés en phase, par la même source de courant alternatif (à 50 ou 400 hertz). Le rotor récepteur se place dans la même position que le rotor transmetteur et le suit dans tous ses déplacements.

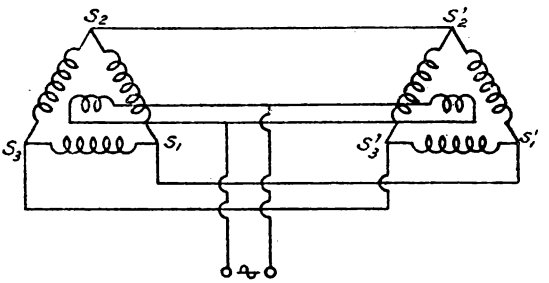


Fig. 317-11.

L'ensemble est un système asservi.

Il est essentiel de comprendre que la ligne qui joint les stations n'est pas parcourue par des courants triphasés, mais par des courants monophasés dont l'amplitude est modulée par les déplacements du rotor.

Ces machines sont appelées *synchro-machines* ou *selsyns*. Ce sont des machines de toutes petites dimensions dont la réalisation électrique et mécanique doit être très soignée. Elles ne peuvent fournir qu'un couple négligeable.

524-15. Indicateurs d'erreurs. — En pratique — sauf cas particuliers — ces machines ne sont que des intermédiaires dans le servo-

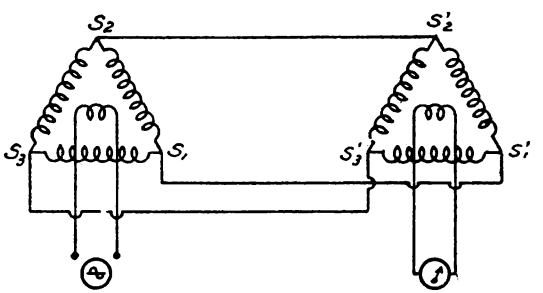


Fig. 317-12.

mécanisme. En pratique la machine réceptrice est utilisée comme *indicateur d'erreur*. Son rotor comporte un nombre de spires plus important et elle est connectée à un amplificateur.

Si nous réalisons le montage de la figure 317-12 et si le rotor du récepteur est immobilisé, nous pourrons relever une courbe fournissant la *tension*

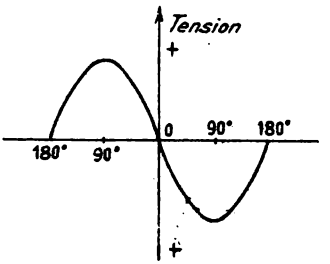


Fig. 317-13.

d'erreur en fonction de l'erreur angulaire. Cette courbe est une sinusoïde (fig. 317-13). Comme il s'agit de courants alternatifs les signes + et — indiquent la position de phase.

524-16. Réalisation d'un servo-mécanisme. — La réalisation d'un véritable servo-mécanisme peut se représenter comme nous l'indiquons figure 317-14. L'indicateur d'erreur est calé sur l'axe de commande, ainsi

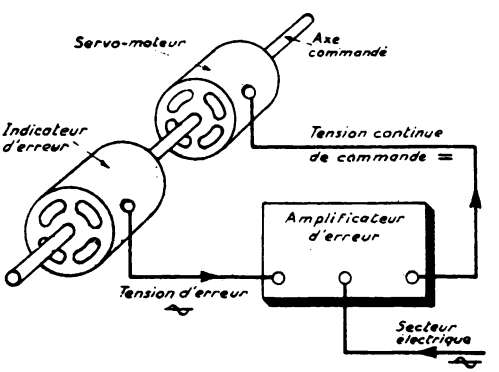


Fig. 317-14.

que le servo-moteur. Dès qu'une erreur angulaire apparaît, celle-ci est amplifiée et *redressée* par l'amplificateur d'erreur. Celui-ci fournit donc une tension de commande *continue* qui excite le servo-moteur et le fait tourner dans le sens voulu pour annuler l'erreur. Le sens de la tension continue est déterminé par la position de phase de la tension d'erreur.

L'ensemble doit être prévu de telle manière que les erreurs angulaires

soient inférieures à $\pm$ 90°. En effet, le maximum de tension d'erreur se produit précisément pour 90°, ainsi que le montre le diagramme 317-13.

524-17. Servo-moteurs type Ward-Léonard. Système Amplidyne. — — En pratique on utilise les propriétés des machines à courant continu qui en font des véritables amplificateurs de puissance.

On peut, en effet, faire varier considérablement la puissance fournie par un moteur au moyen d'une variation beaucoup plus petite de la puissance d'excitation.

C'est le principe employé dans le système WARD-LEONARD utilisé depuis déjà de très longues années dans de nombreuses branches de l'électrotechnique (traction électrique, navigation, appareils de levage et de manutention, etc.).

Le système est représenté schématiquement sur la figure 317-15.

Un moteur à vitesse constante entraîne un axe qui porte deux machines à courant continu.

E. — dynamo à excitation séparée dite « excitatrice ».

G. — Génératrice principale dont l'excitation est fournie par la machine précédente.

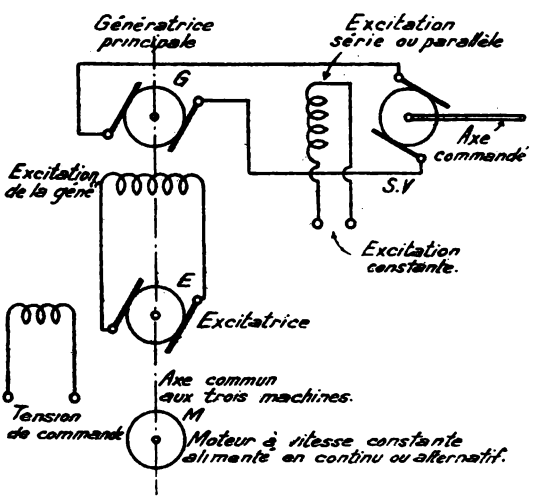


Fig. 317-15.

Cette génératrice fournit le courant continu au servo-moteur proprement dit qui entraîne l'axe à commander et dont l'excitation est alimentée séparément.

Pour que la génératrice principale fasse tourner le servo-moteur, il faut qu'elle soit excitée. Or, son excitation est fournie par la machine précédente qui ne donne elle-même du courant que s'il existe une tension de commande. Celle-ci est fournie par l'amplificateur d'erreur et son sens dépend du sens de l'erreur.

Le gain en puissance d'un tel système peut atteindre et même dépasser 100 000.

Certaines machines dites « amplidyne » constituent à elles seules des systèmes WARD-LÉONARD complets.

524-18. Exemple d'amplificateur d'erreur. — Les amplificateurs d'erreur peuvent être réalisés de bien des manières différentes. On peut d'ailleurs éventuellement employer des amplificateurs qui ne sont pas électroniques mais magnétiques.

A titre documentaire nous donnerons un seul exemple d'amplificateur d'erreur.

Rappelons que cet amplificateur doit fournir une tension continue proportionnelle à l'importance de l'erreur et dont le sens est déterminé par le sens de l'erreur.

Le schéma est représenté figure 317-16. L'amplificateur comporte deux tubes triodes dont les grilles sont alimentées en opposition de phase par la tension d'erreur. Les anodes sont alimentées par la tension alternative de référence utilisée dans le servo-mécanisme.

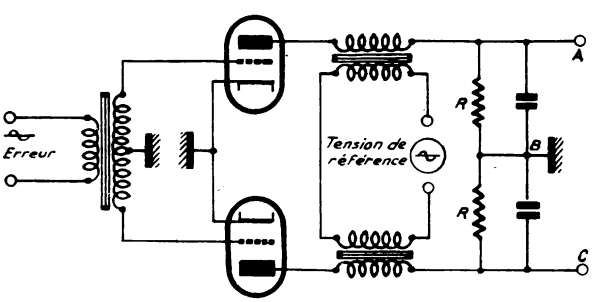


Fig. 317-16.

En l'absence de tension d'erreur, les deux grilles étant portées à la tension de la cathode les deux tubes triodes redressent la tension alternative de référence. Ils fournissent des tensions de sortie égales et, en conséquence, la tension entre A et C est nulle.

S'il apparaît une tension d'erreur, celle-ci est en phase pour un des tubes et en opposition pour l'autre. Un des tubes triodes débitera plus que l'autre et une tension continue apparaîtra entre A et C si la phase de la tension d'erreur s'inverse, le déséquilibre se produira dans l'autre sens et la tension entre A et C sera inversée.

Le système peut être éventuellement équipé avec des thyratrons, tubes à gaz pouvant fournir des intensités beaucoup plus importantes. La tension continue disponible entre A et B peut, si c'est nécessaire, être transmise à un amplificateur à courant continu.

CHAPITRE XXIV

TECHNIQUE DES ONDES ULTRA-COURTES ONDES MÉTRIQUES ET DÉCIMÉTRIQUES

525. Généralités. Les premières expériences de radioélectricité, celles de Hertz, furent effectuées à l'aide d'ondes décimétriques. Il s'agissait d'ondes amorties, et le physicien allemand put mettre en évidence les propriétés ondulatoires du rayonnement, précisément grâce à la petitesse de la longueur d'onde.

Dans la première partie du développement gigantesque de la radiotechnique, on utilisa des ondes de plus en plus longues. Nous avons exposé déjà (1) les raisons de cette tendance à l'utilisation d'ondes de plus en plus longues. On passa bientôt de quelques centaines de mètres à des ondes de 2 000, puis de 5 000, puis de 10 000 mètres. Quand l'attention des techniciens fut attirée vers les ondes courtes, la Grande-Bretagne commençait la construction de la station de Rugby, qui devait utiliser une onde de 30 000 mètres.

Mais les résultats amenés par l'utilisation des ondes courtes déclenchèrent bientôt une évolution dans l'autre sens. Les longueurs d'ondes couramment utilisées avant la guerre s'étendaient jusqu'à 10 mètres environ (fréquence 30 mégahertz) pour les radiocommunications. Les stations expérimentales de télévision, les émetteurs expérimentaux d'Armstrong modulés en fréquence fonctionnent sur des fréquences de l'ordre de 40 mégahertz..

Depuis la guerre, des ondes encore beaucoup plus courtes sont utilisées en vue d'applications spéciales. Ces ondes peuvent être concentrées en faisceaux très minces ; elles peuvent être réfléchies sur des surfaces de petites dimensions. Elles peuvent aussi être utilisées pour le repérage électromagnétique des avions, des bateaux, des obstacles, pour la détermination de l'altitude d'un avion, etc... (radar, altimètre radioélectrique, etc...).

Des procédés de production sont connus depuis fort longtemps (voir t. II, n° 280, et 281), mais ils sont peu pratiques et d'un très

1. Voir tome II, nos 12 et suivants.

mauvais rendement énergétique. Il a donc fallu mettre au point une technique nouvelle que nous allons examiner sommairement dans les pages suivantes.

525 bis. Les éléments de l'émetteur. Le schéma de l'émetteur d'ondes décimétriques actuel peut fort bien être théoriquement identique au schéma d'un oscillateur classique (montage Hartley, par exemple). Mais la réalisation en différera notablement : il faut utiliser des lampes spéciales et des circuits spéciaux.

Il se peut aussi que l'entretien des oscillations soit assuré au moyen de tubes nouveaux : magnétrons ou tubes à modulation de vitesse.

En conséquence, l'étude que nous commençons devra se diviser en deux parties principales :

1° Les circuits spéciaux ;

2° Les tubes spéciaux.

Les circuits spéciaux pour ondes ultra-courtes.

526. Difficultés pratiques. Un circuit accordé comporte une certaine capacité C associée à une inductance L et à une résistance R. Tant que R demeure faible par rapport à $\sqrt{\frac{4L}{C}}$, la fréquence est donnée par

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Pour construire un circuit accordé sur des fréquences très élevées, il faut donc diminuer L et C tout en maintenant R proportionnellement petit. Pour diminuer L et C, il suffit de réduire les dimensions linéaires, ce qui ne présente aucune difficulté pratique.

Mais il n'en est pas de même pour le coefficient R. Nous avons déjà insisté sur le fait qu'il ne fallait point confondre R avec la résistance ohmique, simplement mesurée en courant continu (voir t. III, n°s 112 et suivants). R est le facteur de pertes qui augmente considérablement avec la fréquence.

Remarquons, d'ailleurs, que diminuer les dimensions linéaires amène nécessairement une réduction de section des conducteurs : *d'où augmentation de la résistance ohmique*, relativement aux autres facteurs. Mais R augmente dans des proportions beaucoup plus grandes que ne l'implique la simple application de la formule $R = \rho \frac{l}{s}$

En effet, les pertes dans les diélectriques augmentent avec la fréquence. De plus, l'effet pelliculaire devient extrêmement important et augmente la résistance effective, d'autant plus que la fréquence est plus élevée. La « pénétration » du courant devient extrêmement faible quand on atteint les fréquences correspondant aux ondes métriques et décimétriques. La « pellicule » conductrice empruntée par les lignes de courant n'est plus même déterminée par la périphérie du métal ; elle se limite aux parties situées du côté du champ magnétique.

Ainsi, dans un solénoïde, les lignes de courant sont confinées à la surface interne du bobinage (fig. 318-1)

Il résulte de tout cela que le coefficient de surtension de la bobine,

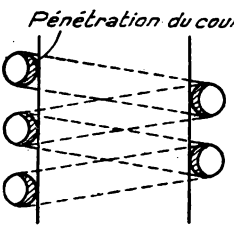


Fig. 318-1.

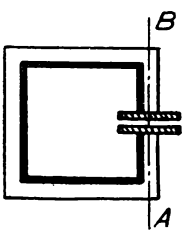


Fig. 318-2.

$s = \frac{L\omega}{R}$, que l'on peut choisir comme facteur de qualité, diminue quand la fréquence augmente, parce que R devient relativement de plus en plus grand malgré la diminution de longueur de l'enroulement.

L'emploi de fil divisé ne présente plus d'intérêt pour les fréquences supérieures à 1 500 kilohertz ·seconde.

On augmente le coefficient de surtension en remplaçant le conducteur à section cylindrique par un ruban plat.

Pour diminuer les pertes par courant de Foucault, on doit réaliser le circuit de telle sorte que le conducteur soit placé dans un champ magnétique variable aussi réduit que possible. Cela conduit naturellement à réduire le plus possible le nombre de spires. On arrive ainsi à constituer le bobinage par une spire unique, fermée sur la capacité d'accord (fig. 318-2)

527. Résistance de radiation. — Le circuit ainsi réalisé se présente comme un cadre dont la composante rayonnée est relativement

importante. Il faut penser que la résistance de rayonnement d'un conducteur de quelques centimètres devient notable quand il s'agit d'ondes décimétriques.

C'est une difficulté qui n'apparaît que pour ces fréquences extrêmement élevées et qui peut être ignorée, même sur les ondes courtes, dans les conditions ordinaires.

Il faut donc éviter le rayonnement en blindant convenablement le circuit. Mais le blindage, réalisé comme une cage en métal conducteur, introduit nécessairement des pertes par courant de Foucault. On peut remarquer que des pertes de cette nature existent déjà dans le métal dont est constitué le circuit.

C'est en cherchant à utiliser ces mêmes pertes dans le but d'éviter

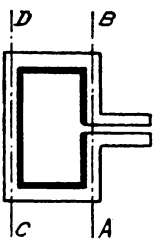


Fig. 319.

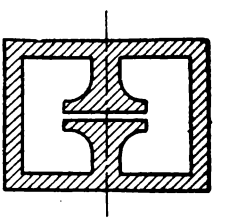


Fig. 320.

le rayonnement que l'on arrive à la conception des circuits spéciaux pour ondes courtes.

Pour améliorer la qualité des circuits, il faut donc, en résumé :

a) Augmenter la surface offerte aux lignes de courant ;

b) Éviter le rayonnement.

528. Cavités, circuits toroïdaux monospires, circuits « Kolster », etc. Remarquons que les lignes de courant sont localisées à l'intérieur de la spire (trait épais, fig. 318-2). Comme la capacité d'accord est très faible, on peut la réaliser en rapprochant tout simplement les deux extrémités de la spire sur une certaine longueur, comme nous l'indiquons fig. 319. En provoquant la rotation du circuit autour de l'axe AB, nous engendrons une cavité close, qu'on peut considérer comme une série de spires mises en parallèle. Il n'y a pas de champ magnétique extérieur et, par conséquent, il n'y a aucun rayonnement. Le circuit est ainsi remplacé par une *cavité résonnante* dont l'enveloppe

extérieure sert de blindage, d'où l'expression barbare et bien peu recommandable de circuit *auto-écranê*. Ce néologisme nous semble d'une forme discutable. Il va sans dire que la forme donnée figure 320 peut être variée à l'infini. On peut préférer la forme plus facile à réali-

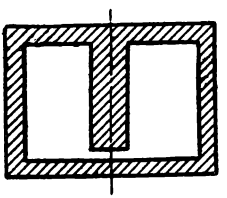


Fig. 321.

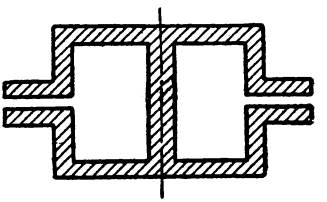


Fig. 322.

ser de la figure 321. C'est une boîte cylindrique close, munie, d'un axe cylindrique central.

En augmentant la dimension de la boîte, on peut réduire la longueur de l'axe central, jusqu'à le supprimer même entièrement. On arrive ainsi à la cavité pure, dont les dimensions générales sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Ainsi, une cavité résonnante sans axe aura une hauteur de l'ordre de 1 mètre si l'on veut qu'elle résonne sur 1 mètre. Si la cavité possède un axe (fig. 321), la longueur de l'axe est de l'ordre de $\lambda/4$. Donc, une cavité à axe central,

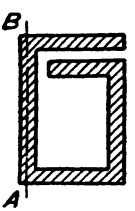


Fig. 323.

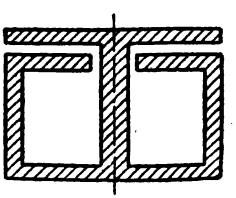


Fig. 324.

pour être accordée sur 1 mètre, aura une hauteur de l'ordre de 25 centimètres.

Mais on peut aussi engendrer la cavité en faisant tourner la spire autour de l'axe CD. On arrive ainsi au « circuit Kolster » (fig. 322)

On peut aussi considérer que le circuit monospire est obtenu comme sur la figure 323. Une rotation autour de AB engendre le circuit toroïdal *monospire*. La capacité est obtenue entre les deux fonds du boîtier et l'inductance par les parties latérales.

Tous ces circuits donnent des résultats à peu près équivalents, ce qui apparaît évident quand on comprend la façon dont ils se déduisent du circuit classique. La notion de cavité résonnante peut sembler étonnante au radioélectricien, qui l'aborde sans préparation et de prime abord. Nous pensons que la présentation précédente permet de passer logiquement de la notion de *circuit* à celle *de cavité.*

529. Qualité des circuits. Dans les circuits précédents, les causes de pertes ont été successivement éliminées. L'effet pelliculaire a été utilisé pour obtenir le blindage du circuit par lui-même et éviter ainsi les pertes par rayonnement. L'importance de l'effet pelliculaire se trouve considérablement réduite par suite de la grandeur de la surface offerte aux lignes de courant.

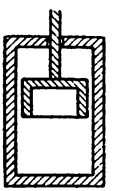


Fig. 325.

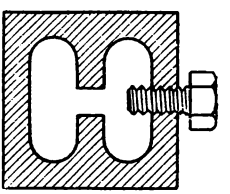


Fig. 326.

Il en résulte que le coefficient de surtension est considérablement plus grand que celui des circuits classiques, utilisés sur les ondes hectométriques et décamétriques. Il atteint sans difficulté 4 000 à 5 000, dans les gammes 200 à 600 mégahertz (1,50 m à 50 centimètres).

Si l'on peut assurer la stabilité mécanique des circuits, il en résulte une stabilité de fréquence comparable à ce qu'on peut obtenir avec un cristal de quartz (qui peut être considéré également comme un circuit accordé de coefficient de surtension exceptionnellement élevé).

530. Variation de longueur d'onde. — On peut varier aisément la fréquence d'accord de ces dispositifs au moyen d'un élément modifiant une dimension. Avec les circuits (fig. 320), deux coquilles symétriques peuvent coulisser sur l'axe central. Dans le circuit figure 321, on peut prévoir un piston mobile (fig. 325).

S'il s'agit de réaliser une variation relativement faible de fréquence, on peut simplement prévoir une variation de volume de la cavité au moyen d'une vis (fig. 326).

Les circuits, associés à des tubes convenables, permettent de couvrir des gammes de l'ordre de grandeur de 1 octave, par exemple, de 350 à 600 mégahertz ; c'est-à-dire d'environ 0,86m à 0,50m Pour apprécier l'étendue d'une pareille gamme, il faut noter qu'elle permet de placer *25 000 émissions* avec la séparation habituelle de 10 kilohertz, alors que la gamme PO, s'étendant de 200 à 600 mètres, ne permet d'en placer que 100, dans les mêmes conditions.

531. Couplage. — Il faut naturellement prévoir des moyens de couplage de ces circuits avec l'extérieur : avec une antenne, avec d'autres circuits, avec une lampe, etc... Comme dans les circuits classiques, le couplage peut être réalisé au moyen d'un champ magné-

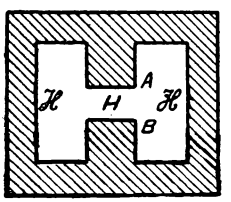


Fig. 327.

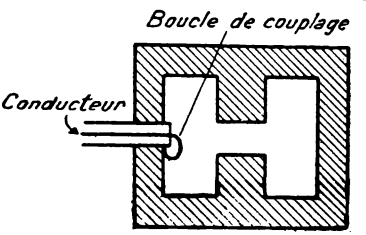


Fig. 328.

tique ou au moyen d'un champ électrique. Les deux champs coexistent à l'intérieur de la cavité. Considérons, par exemple, le circuit fig. 327. Le champ électrique est spécialement intense entre A et B, qui jouent le rôle des armatures du condensateur d'accord. Il en résulte qu'entre le point A ou le point B et l'extérieur du condensateur M se produira une différence de potentiel à haute fréquence. On pourra donc attaquer statiquement le circuit au point A ou au point B. Un autre moyen d'arriver au même résultat sera de placer une plaque métallique entre A et B, dans la région marquée H, où se manifeste le champ électrique.

Le *ventre de tension* du circuit se manifestera, comme nous venons de le voir, entre A et B ; par contre, dans les régions avoisinant A et B, le courant sera nul : ce sera un *nœud de courant.*

Réciproquement, il existera un *ventre de courant* dans les régions marquées $\mathscr{H}$ et, au voisinage des parois, le champ magnétique sera particulièrement intense ; on peut utiliser cette remarque pour réaliser un couplage par induction, ou *électromagnétique.* Il suffit d'introduire dans cette région une boucle conductrice convenablement établie (fig. 328).

532. Lignes accordées. — Il existe une autre catégorie de circuits : les *lignes accordées*, encore appelées *fils de Lecher*. Ces systèmes sont connus depuis fort longtemps et ont été utilisés pour la détermination des longueurs d'ondes. Leurs propriétés ont fait l'objet d'études de J.-J. Thomson, avant 1900.

Les considérations exposées au début de cette étude conduisent aussi à la notion des lignes accordées. Dans le but de diminuer le coefficient de self-induction du circuit, ainsi que la capacité répartie, on

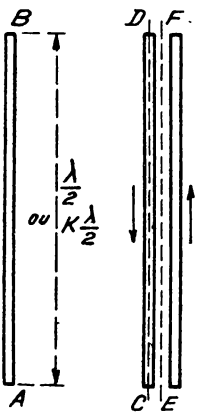


Fig. 329.

Fig. 330.

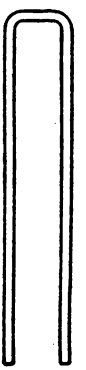


Fig. 331.

peut supposer que le conducteur qui constitue le circuit est entièrement déroulé (fig. 329). Mais c'est admettre implicitement que l'intensité de courant est nulle aux deux extrémités A et B. Il faut, en conséquence, que la longueur soit égale à $\lambda/2$ ou à un nombre quelconque de $\lambda/2$. Notre circuit se trouve alors transformé en une antenne demi-onde. Dans ces conditions, sa résistance de rayonnement est considérable et le facteur de surtension est mauvais. Si nous voulons réaliser un circuit utilisable, il faut neutraliser le rayonnement.

Un moyen simple consiste à juxtaposer, à la première, une seconde antenne demi-onde excitée de manière que les intensités de courant soient en opposition de phase dans chaque élément correspondant. On arrive ainsi au système de Lecher classique (fig. 330) composé de deux conducteurs parallèles, placés à une distance faible, par rapport à leur longueur. En rapprochant ces deux conducteurs, on diminue la composante rayonnée, mais on augmente la capacité au détriment du

coefficient de self-induction. Le conducteur peut être court-circuité à une extrémité (fig. 331). Ce « pont » provoque la création d'ondes stationnaires puisqu'il amène l'égalité des potentiels entre les deux points de la ligne. Il en résulte une « réflexion » de l'onde incidente, et sa composition entre les deux ondes fixe la répartition du système stationnaire.

Cette remarque nous permet de comprendre comment le déplacement d'un pont mobile permet l'accord du système de Lecher sur une longueur d'onde déterminée.

Suivant la longueur de la partie mise en court-circuit, la ligne se comporte soit comme une capacité (entre $\lambda/4$ et $\lambda/2$), soit, au delà, comme une inductance.

Les utilisations du système sont très nombreuses et d'un intérêt

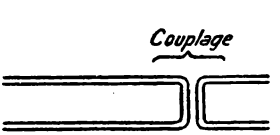


Fig. 332.

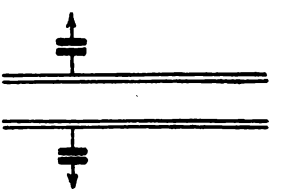


Fig. 333.

considérable dans le domaine des très hautes fréquences. On peut se servir d'un élément de ligne pour accorder les capacités internes d'un tube sur la longueur d'onde voulue ; on peut éviter les réflexions qui se produisent parfois à la traversée des surfaces de verre des tubes oscillateurs en accordant également cette capacité parasite par un élément approprié.

On peut coupler des circuits éloignés par un système de lignes accordées, en utilisant ce même système comme transformateur d'impédance, etc...

Le couplage peut être électromagnétique (fig. 332) ou électrostatique (fig. 333).

533. Lignes coaxiales, systèmes blindés, guides d'ondes. — Ce qui est vrai pour deux conducteurs cylindriques parallèles l'est aussi pour deux rubans plats ou pour toute autre forme. Nous pouvons faire ici la remarque déjà faite à propos de la figure 318. Le courant est limité aux surfaces des conducteurs qui sont en regard.

Si l'on fait tourner le système, figure 330, autour de CD, on obtient

une ligne blindée (fig. 334) qui possède, par conséquent, ses propriétés comparables à celles du système de Lecher, mais dont le rayonnement est rigoureusement nul. Une telle ligne, convenablement étudiée, per-

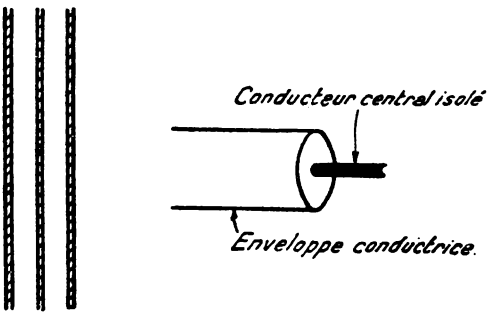


Fig. 334.

met de transporter les courants de très haute fréquence à une certaine distance, sans pertes exagérées.

Mais on peut aussi imaginer que les deux conducteurs de la figure 330 tournent autour de leur axe de symétrie. Ils *engendrent alors un simple conducteur cylindrique creux* (fig. 335), analogue à une simple canalisation d'eau ou de gaz. C'est un *guide d'ondes* qui peut servir au trans-

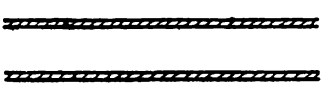


Fig. 335.

port des oscillations de fréquence élevée. Cette solution particulièrement simple a déjà reçu des applications importantes. La théorie en est assez compliquée. On peut admettre que les ondes ultra-courtes sont, le long des parois, l'objet de réflexions successives qui les conduisent depuis l'entrée jusqu'à la sortie. En évasant convenablement ce guide d'ondes à une extrémité, on peut obtenir qu'il serve à projeter un faisceau d'ondes dans l'espace, exactement comme un pavillon de haut-parleur projette un faisceau d'ondes sonores. Réciproquement, un tel guide peut être employé pour capter un faisceau d'ondes et les concentrer vers un circuit.

Les tubes pour ondes ultra-courtes.

534. Généralités. — Quand on veut *produire* des oscillations de fréquence de plus en plus élevée avec des tubes électroniques, on se heurte à des difficultés de plus en plus grandes. Il en est de même quand il s'agit *d'amplifier* des oscillations.

Ces difficultés ont deux causes principales :

a) Capacités diverses et, en particulier, capacité parasite entre cathode et plaque ;

b) Durée de transit des électrons entre cathode et plaque.

a) L'influence des capacités augmente naturellement avec la fréquence. Il en résulte des courants internes importants. Si une lampe d'émission présente une capacité parasite de 20 pF (ce qui n'a rien d'excessif) et si la tension est de 10 000 volts, le courant parasite atteint la valeur de 25 ampères pour une fréquence de 20 mégahertz ($\lambda = 15$ mètres) (voir Mesny, t. II, p. 171). Il en résulte évidemment un échauffement considérable, augmentant notablement les pertes dans la lampe et diminuant le rendement. Sur les ondes courtes, une lampe ne peut produire qu'une fraction de la puissance qu'elle donnerait sur les ondes moyennes.

Il faut noter que l'emploi de lampes tétrodes ou penthodes n'est possible que pour des puissances relativement faibles. Dans ces lampes, on se heurte, d'ailleurs, à l'autre difficulté : le temps de transit.

L'influence néfaste des capacités, déjà notable en ondes courtes, devient prohibitive en ondes ultra-courtes.

b) Pour les domaines des ondes moyennes et courtes, on admet que la durée du voyage d'un électron entre anode et cathode est négligeable par rapport à la durée d'une période. Mais il n'en est plus de même quand on arrive dans le domaine des ondes ultra-courtes. Si le retard devient appréciable, il est clair que le maximum de la tension de grille ne correspond plus au maximum de l'intensité anodique. En d'autres termes, il y a un *déphasage*. Il est alors logique et commode d'exprimer cette grandeur comme un angle.

Pour un tube donné, cet angle est fonction de :

a) La fréquence ;

b) La distance et la tension entre électrodes.

La charge d'espace augmente notablement la durée du transit. Il en est de même de la présence d'électrodes supplémentaires : grille,

écran, grille d'arrêt. L'angle de phase d'une triode de réception est de l'ordre de 5° pour une fréquence de 30 mégahertz (λ = 10 mètres), ce qui n'a pas encore des conséquences importantes. Par contre, un tube penthode de mêmes dimensions présente un angle de phase de l'ordre de 20°, ce qui n'est plus du tout négligeable. La disposition des électrodes joue un rôle essentiel. En effet, si le faisceau d'électrons n'est pas monocinétique, l'inconvénient se traduit par une réduction encore plus importante des qualités de la lampe.

535. Lampes miniature. — Il semble qu'on puisse atténuer les deux défauts précédents en réduisant les dimensions de la lampe. En tout cas, cette solution ne peut être envisagée que pour des tubes de réception. Diminuer les dimensions, c'est, en effet, diminuer nécessairement la puissance qu'on peut tirer de la lampe. On arrive ainsi à la conception des tubes « glands » ou tubes « boutons ». Mais, dans ce domaine, une limite est bien vite atteinte, car la précision de fabrication ne peut pas être indéfiniment augmentée et elle doit être d'autant plus grande que le tube est plus petit.

536. Production des ondes ultra-courtes. — Les principaux procédés, utilisant les circuits spéciaux dont il a été question plus haut, sont :

a) Adaptation du montage auto-oscillateur classique, avec, éventuellement, l'emploi d'un tube spécial (tube Gland, tube Phare) ;

b) Emploi des montages à oscillations électroniques ;

c) Emploi des tubes magnétrons ;

d) Emploi des tubes à modulation de vitesse.

a) *Montage auto-oscillateur.* — Il y a peu à dire sur cette solution. Le tube spécial est construit de manière à réduire le plus possible la capacité parasite. Dans certaines réalisations, il comporte une série d'éléments plans : cathode, grille et anode, qui sont, en quelque sorte, embrochés dans une ligne résonnante. On annule ainsi pratiquement les perturbations qui ont pour origine les différences de temps de transit entre les divers rayons électroniques.

Dans d'autres réalisations, la lampe est, en quelque sorte, incorporée dans les cavités résonnantes qui remplacent les circuits. De plus, on a réduit au maximum les capacités et la durée du transit entre cathode et anode, en agissant sur la « géométrie » de la lampe et en diminuant les distances. C'est le principe des tubes « phares », dont le principe n'est pas différent de celui des lampes triodes classiques.

L'emploi de montages symétriques (Mesny), dans lesquels les capacités parasites se trouvent en série, présente un intérêt évident.

b) *Oscillations électroniques.* — Nous ne reviendrons guère sur cette solution, déjà signalée dans le tome II(n° 280) et qui semble à peu près abandonnée aujourd'hui. Le rendement énergétique est dérisoire, la fréquence produite est très instable et la fatigue des lampes considérable. De plus, on ne peut obtenir qu'une puissance très petite.

Emploi des tubes magnétrons.

537. Principe. Dans les tubes électroniques ordinaires, le contrôle de l'intensité de courant se fait exclusivement au moyen des champs

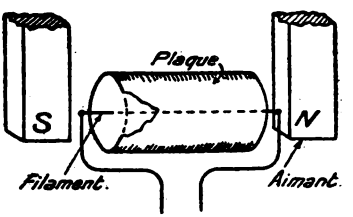


Fig. 336.

électrostatiques produits par les différentes électrodes. Mais on sait qu'il est possible de modifier la trajectoire des électrons au moyen d'un champ magnétique. On peut donc imaginer des dispositifs électroniques dans lesquels le contrôle de l'intensité s'effectue par l'intermédiaire d'un champ électrique ainsi que par celui d'un champ magnétique. Tels sont les *magnétrons.*

538. Magnétron simple ou à anode continue. On dit encore magnétron à *anode pleine.* Constitué comme un tube diode, il comporte, par conséquent, une cathode ou filament entouré d'une anode, généralement cylindrique. Le tube est placé dans un champ magnétique uniforme dont les lignes de force sont parallèles à la cathode (fig. 336).

Relevons les caractéristiques qui donnent la valeur de l'intensité de courant, pour une tension d'anode donnée, en fonction de l'intensité

du champ magnétique. Nous obtiendrons le résultat indiqué figure 337 **L'intensité est constante, jusqu'à une certaine valeur du champ qui** est *le champ de blocage* (fig. 338). Au voisinage de cette valeur critique, **l'intensité anodique diminue très vite, jusqu'à son annulation totale.**

L'intensité de blocage est une fonction de la tension anodique,

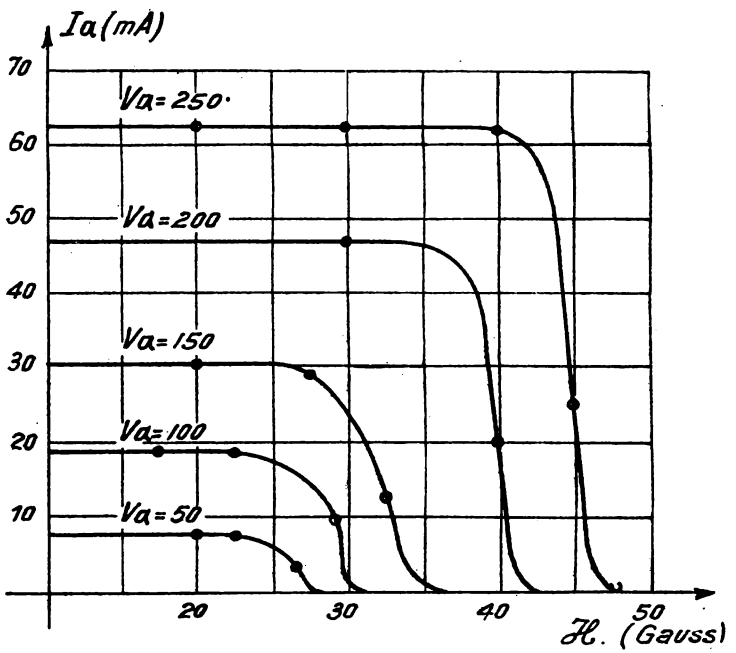


Fig. 337.

comme le réseau de la figure 337 permet de le constater. L'interprétation électronique de ce réseau est facile.

En effet, quand il n'y a pas de champ magnétique, les trajectoires des électrons sont radiales (fig. 339). Elles se confondent avec les lignes **de plus grande pente, qui sont les lignes de force du champ électrique. Remarquons, d'ailleurs, que ce champ n'est pas uniforme. Le diamètre de la cathode étant généralement petit par rapport à celui de l'anode, il en résulte que le champ électrique est beaucoup plus intense au voisinage de la cathode. On peut donc, sans grande erreur, considérer que les électrons subissent une brusque impulsion au départ et qu'ils continuent leur voyage, sur leur lancée, en vertu de la vitesse acquise.**

Nous produisons maintenant un champ magnétique perpendiculaire aux trajectoires des électrons. Celles-ci sont incurvées comme nous l'indiquons figure 340. Si l'on pouvait admettre que l'énergie cinétique de l'électron a été tout entière acquise au moment de l'impulsion de départ, de telle sorte que le trajet cathode-plaque s'effectue à vitesse constante, on montrerait facilement que les trajectoires sont des arcs de cercles. Le rayon de courbure est d'autant plus petit que :

a) La vitesse de l'électron est plus faible ;

b) Le champ magnétique est plus intense.

Pour une certaine valeur, qui est précisément l'intensité de champ

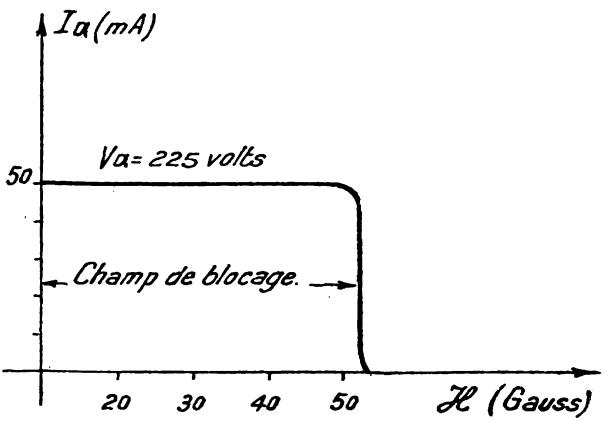


Fig. 338.

de blocage, la trajectoire devient tout juste tangente à l'anode (fig. 341). Enfin, pour une valeur plus élevée, les électrons décrivent des trajectoires fermées et ne peuvent plus atteindre l'anode (fig. 342), *le courant anodique est bloqué.*

Il suffit d'un champ relativement peu intense pour produire ce blocage, si bien qu'on peut éventuellement utiliser des aimants permanents.

Les magnétrons de ce type peuvent être utilisés pour l'amplification. Cette application s'est cependant peu développée. Leur domaine d'application le plus répandu est la production des oscillations de très haute fréquence. On saisit déjà les grandes analogies qui existent entre les trajectoires fermées des électrons et les oscillations

qui prennent naissance dans les montages du type « Barkhausen » ou « Pierret » (voir t. II n° 280) La fréquence produite est déterminée par les grandeurs électriques et par les dimensions du magnétron. On peut atteindre les ondes décimétriques. Toutefois la puissance produite et le rendement énergétique restent très faibles. Le fonctionnement des magnétrons à *anode divisée* est beaucoup plus satisfaisant.

539. Magnétrons à anode divisée. — Les anodes, constituées par deux demi-cylindres identiques, admettent comme axe commun le

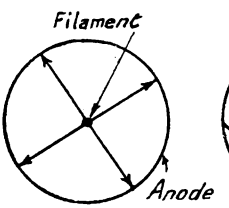


Fig. 339.

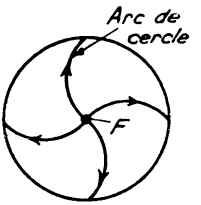


Fig. 340.

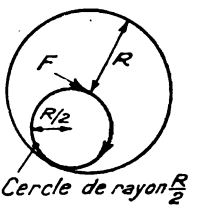


Fig. 341.

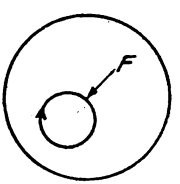


Fig. 342.

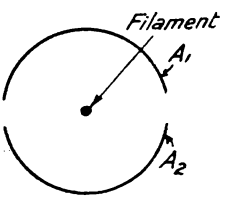


Fig. 343.

filament (fig. 343). Entre les deux anodes existe une fente de quelques millimètres, d'où le nom de magnétron « à fentes » qu'on donne parfois à ce type de tube.

Les deux anodes étant portées au même potentiel, le fonctionnement est évidemment le même que celui du magnétron à anode pleine. Mais des modifications importantes se produisent s'il existe une différence de potentiel entre les deux électrodes.

La cathode fournissant normalement son intensité de saturation, il est évident que toute augmentation d'intensité d'une anode doit entraîner une diminution d'intensité de courant de l'autre anode (fig. 344). De plus, toute différence de potentiel a pour effet de créer un champ électrique intense dans les fentes qui séparent les deux anodes.

Il en résulte une déformation importante de la trajectoire des électrons qui passent au voisinage des fentes (fig. 345)

Le montage habituellement utilisé pour obtenir l'entretien des oscillations est indiqué figure 346 : un circuit accordé est branché entre les deux anodes. Le champ magnétique est réglé à une valeur supérieure à la valeur de blocage. On constate que, dans ces conditions, le tube fournit de l'énergie au circuit, ce qui assure l'entretien des oscilla-

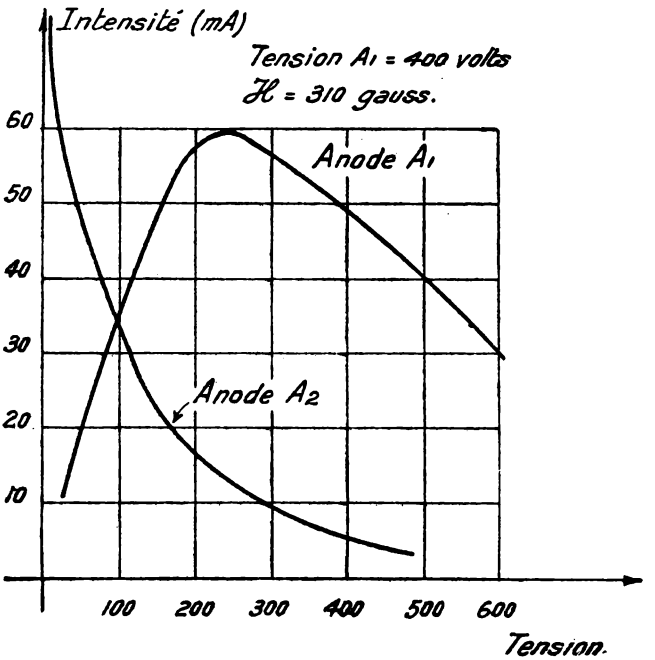


Fig. 344.

tions. La théorie du mécanisme d'entretien est assez compliquée et sortirait du cadre que nous nous sommes tracé.

La fréquence produite dépend des constantes du circuit accordé. Le tube transmet au circuit des impulsions d'autant plus brèves que l'intensité du champ magnétique est plus grande. Il en résulte que le rendement augmente quand le champ magnétique est plus intense. Toutefois, à partir d'une certaine valeur, le fonctionnement devient instable et les oscillations ne s'amorcent plus spontanément.

Il est commode de constituer le circuit au moyen d'un dispositif

de Lecher. On peut aussi utiliser une cavité résonnante de forme spéciale. La limite supérieure de fréquence dépend des dimensions du magnétron.

Les magnétrons qui étaient disponibles dans le commerce avant guerre permettaient d'obtenir des rendements de l'ordre de 40 p. 100 sur les ondes métriques, en fournissant une puissance de plusieurs dizaines de watts. Sur les ondes décimétriques, on pouvait, avec certains d'entre eux, obtenir des puissances d'une dizaine de watts, avec un

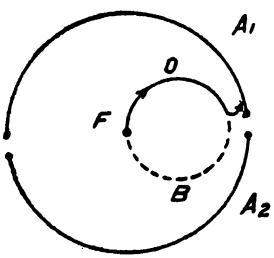


Fig. 345.

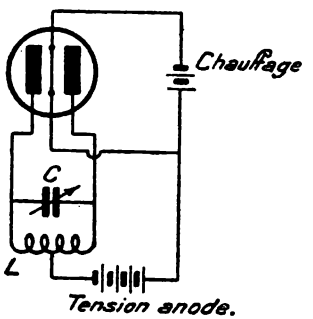


Fig. 346.

rendement dépassant 10 p. 100. On peut, d'ailleurs, prévoir que des progrès importants ont été réalisés dans cette voie.

Un autre intérêt notable des magnétrons, c'est de permettre la production facile d'oscillations modulées en amplitude.

Les magnétrons modernes utilisés actuellement dans les « radars » sont des tubes à fentes multiples et à cavités résonnantes.

Tubes a modulation de vitesse.

540. Généralités. Avec les systèmes précédents, la puissance est limitée à quelques watts ou quelques dixaines de watts ; de plus, on est nécessairement amené à réduire les dimensions des dispositifs quand on veut obtenir des fréquences de plus en plus grandes. Or nous avons déjà remarqué que, diminuer les dimensions, c'est, nécessairement, diminuer la puissance utile (1).

La difficulté provient toujours de la même cause : la durée de tran-

(1) Signalons cependant que les magnétrons à fentes multiples peuvent fournir une puissance d'impulsion très élevée.

sit des électrons entre la cathode et l'anode collectrice. Il est instructif de déterminer l'ordre de grandeur de cette durée.

Admettons qu'il s'agisse d'une tension anodique de 200 volts. La vitesse est donnée par la formule :

$$v = \sqrt{2\, e/m\, \mathrm{V}}$$

ou, en unités pratiques,

$$v_{cm/s} = 6 \times 10^7 \sqrt{\mathrm{V}_{(volts)}}.$$

On trouve donc, dans le cas présent, une vitesse de 8 400 kilomètres-seconde. Considérons une longueur d'onde de 1 mètre. Un calcul simple nous indique que, pendant une demi-période, l'électron parcourt moins de 1,5 cm. C'est précisément l'ordre de grandeur de la distance entre cathode et anode dans les tubes de réception de dimen-

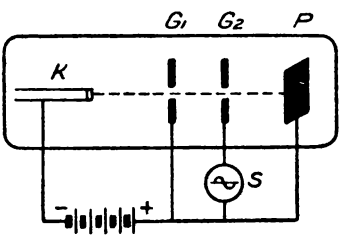


Fig. 347.

sions courantes. Dans ces conditions, le fonctionnement correct du tube ne peut pas être assuré.

En réalité, d'ailleurs, le calcul précédent ne tient pas compte du ralentissement dû à la présence de la charge d'espace... le fonctionnement réel se trouverait singulièrement compliqué par la présence des électrons en transit dans l'espace cathode anode.

Bornons-nous à constater que le fonctionnement normal ne peut avoir lieu et que le tube devient inapte à remplir ses fonctions habituelles : oscillation, amplification, etc.

Dans les tubes à *modulation de vitesse*, au lieu de chercher à réduire systématiquement la durée du transit ou ses conséquences, on a, au contraire, cherché à l'utiliser.

541. Principe général. Considérons le système, figure 347. Une cathode K produit des électrons. Ceux-ci sont accélérés par une électrode G1 positive, un peu analogue à l'anode d'accélération d'un

tube à rayons cathodiques. Il faut entendre par là que le faisceau électronique doit franchir cette électrode sans être capté par elle.

A la sortie de G 1, on obtient donc un faisceau d'électrons rapides animés tous de la même vitesse. Mais ce faisceau traverse une seconde électrode G 2, portée à la même tension moyenne que G 1, mais sur laquelle on applique, en supplément, une tension alternative, qui est la *tension de commande* ou *tension à amplifier.*

Les électrons qui traversent G2 pendant la demi-période négative sont donc légèrement freinés, ceux qui passent pendant la demi-période positive subissent, au contraire, une accélération supplémentaire.

A la sortie de G 2, le faisceau électronique est encore homogène (fig. 348 *a*) *mais il n'est plus monocinétique.* Il faut entendre par là que les électrons sont encore régulièrement répartis dans l'espace, mais

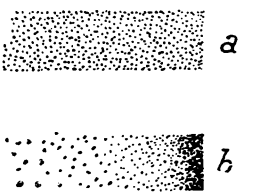


Fig. 348.

qu'ils sont animés de vitesses différentes. En d'autres termes, le faisceau électronique a subi une *modulation de vitesse.*

Au delà de G 2, les électrons les plus rapides vont prendre de l'avance, les électrons lents vont prendre du retard. C'est dire que les premiers vont rattraper les seconds. En conséquence, à une certaine distance de G 2, le faisceau ne sera plus homogène, mais présentera des régions où le nuage d'électrons sera plus dense et des régions où il n'y aura pratiquement plus d'électrons (fig. 348 *b*).

Il est d'ailleurs clair que cette répartition n'est pas stable. A une distance plus grande, les électrons rapides dépasseront les électrons lents et l'homogénéité se reproduirait de nouveau... pour disparaître encore à une distance supérieure...

Mais revenons dans la première région où se produit la concentration électronique. Si nous plaçons à cet endroit une électrode collectrice P, elle recevra successivement nos « paquets » d'électrons. Dans le circuit de P, le courant comportera donc une composante alternative à la fréquence de la source S. En disposant une impédance conve-

nable dans le circuit de P, nous obtiendrons une tension qui peut correspondre à une énergie beaucoup plus considérable que celle qui avait été nécessaire pour obtenir la modulation de vitesse.

Un tube de ce modèle est dit *à conversion par glissement*. C'est, en effet, en laissant « glisser » les électrons dans l'espace où le champ est nul, entre G 2 et P, que l'on obtient la transformation de la modulation de vitesse en modulation de densité. L'intervalle G 2 P, dans lequel ne s'exerce aucun champ, est appelé : *espace de glissement*.

542. Autres solutions. On peut trouver d'autres solutions, pour convertir la modulation de vitesse. Par exemple, on peut rendre l'élec-

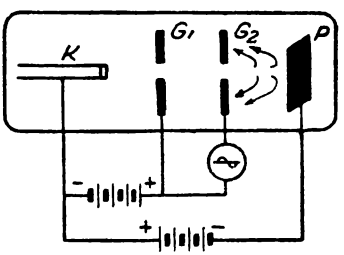


Fig. 349.

trode P négative. Dans ces conditions, les électrons sont *réfléchis* sur cette électrode, c'est-à-dire renvoyés en arrière. Ce retour peut s'effectuer exactement dans la direction primitive (fig. 349) ou dans une direction légèrement différente, si l'on veut éviter la réaction du faisceau réfléchi sur le faisceau incident.

Des tubes utilisant ce principe sont appelés tubes à conversion *par réflexion*.

Dans d'autres montages, on applique à la plaque une tension positive moins élevée que la tension d'accélération. Il en résulte que seuls les électrons les plus rapides peuvent atteindre l'anode. Ainsi s'opère une sélection entre électrons lents et électrons rapides.

On peut aussi imaginer des procédés de conversion utilisant le fait que la déviation d'un rayon électronique dans un champ électrique ou dans un champ magnétique est une fonction de sa vitesse. Jusqu'à présent, ces procédés n'ont point reçu d'application pratique.

543. Applications des tubes à modulation de vitesse. Le champ d'application des tubes à modulation de vitesse est celui des ondes

ultra-courtes, ou, si l'on veut, des *hyperfréquences*. L'application des mêmes principes pour les ondes courtes amènerait nécessairement à la construction de tubes de dimensions exagérément grandes. Il est évident que l'espace de glissement qui sépare l'électrode modulatrice de l'électrode collectrice doit être d'autant plus étendu que la fréquence est plus basse. Un calcul simple montre que, dans les conditions actuelles de fonctionnement, on arriverait à des dimensions prohibitives, même pour des ondes simplement métriques.

Les tubes à modulation de vitesse peuvent remplir les mêmes fonctions que les tubes électroniques classiques. Ils peuvent être ampli-

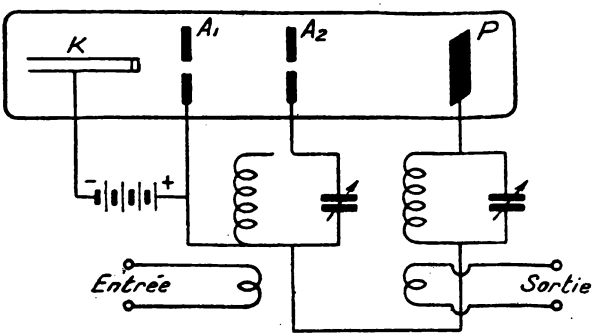


Fig. 350.

ficateurs de haute fréquence, changeurs de fréquence, ou oscillateurs. Nous donnons figure 350, le schéma d'un tube utilisé comme amplificateur. **Le fonctionnement en oscillateur est assuré par un couplage réactif, en observant, naturellement, une position de phase convenable. En termes plus simples, on renvoie à l'entrée du tube une fraction de l'énergie amplifiée.**

Comme nous l'indiquions déjà plus haut, il y a nécessairement une relation entre la longueur d'onde de fonctionnement et les dimensions du tube. Un tube donné ne peut fonctionner convenablement que dans une certaine bande de fréquences.

544. Construction des tubes à modulation de vitesse. — Un tube à modulation de vitesse ressemble plus à un tube à rayons cathodiques qu'à un tube électronique du type courant. Il s'agit, en effet, de **produire un faisceau électronique de section assez faible pour qu'on puisse être assuré que tous les électrons d'une même section reçoivent**

les mêmes composantes d'accélération et de freinage. Étant donnée la longueur du trajet, il est souvent nécessaire de prévoir des dispositifs de concentration, qui peuvent être électrostatiques ou électromagnétiques. Il y a un intérêt évident à réduire l'intensité de courant des électrodes assurant la modulation de vitesse. Le problème est le même que celui des électrodes de concentration et d'accélération des tubes à rayons cathodiques. Ainsi ces électrodes pourront être réalisées sous forme de simples diaphragmes.

Dans les circuits amplificateurs utilisés sur les longueurs d'ondes ordinaires, on distingue le tube amplificateur et les circuits proprement dits, réalisés par des ensembles de bobinages et de condensateurs appropriés. Des connexions relient les électrodes de la lampe aux dif-

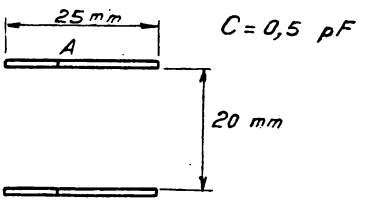


Fig. 351.

férents circuits. On s'efforce de réduire le plus possible l'importance de ces connexions, surtout quand la fréquence devient relativement élevée. Le rôle néfaste de ces liaisons se manifeste de différentes manières :

a) Une connexion présente un certain coefficient de self-induction.

b) C'est une source de pertes. Les pertes par radiation deviennent de plus en plus grandes quand la fréquence augmente. Il ne faut pas perdre de vue qu'une connexion de 5 centimètres de longueur constitue une antenne 1/4 d'onde pour une longueur d'onde de 20 centimètres...

c) Pertes par capacité avec la masse ou avec les connexions voisines. Considérons, par exemple, deux connexions de 1 millimètre de diamètre, longues de 25 millimètres et écartées de 2 centimètres. La capacité entre elles est de l'ordre de 0,25 pF (fig. 351). Si la longueur d'onde est 15 centimètres, on peut montrer que l'impédance correspondante est de 320 ohms. En ne considérant que la capacité, tout se passe comme si les points A et B étaient reliés par une résistance de 320 ohms...

Cette remarque fait sans doute bien comprendre la nature de la difficulté.

Comment connecter le tube aux circuits ?

Le problème comporte plusieurs solutions. On peut, par exemple, *accorder* les connexions en s'inspirant des considérations exposées plus haut. Les connexions seront des fils de Lecher ou, encore, des câbles coaxiaux d'une longueur qui est une fonction simple de la longueur d'onde.

Une autre solution plus radicale et plus généralement adoptée : supprimer complètement les connexions... Les circuits accordés sont des cavités résonnantes dans lesquelles les fonctions capacité et induc-

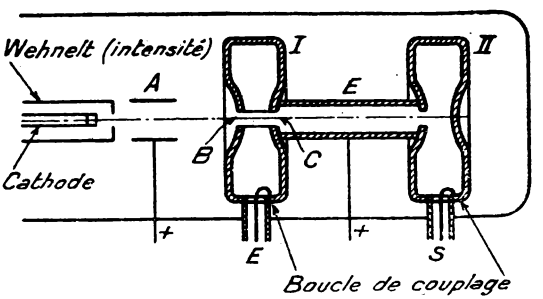


Fig. 352.

tance ne sont pas nettement séparées. Ces cavités sont placées dans le tube lui-même. On peut faire encore un pas de plus. En étudiant la forme de ces cavités, on peut obtenir une concentration du champ électrique en certains endroits bien définis. Pourquoi ne pas utiliser directement cette concentration pour obtenir la modulation de vitesse et, réciproquement, recueillir le résultat de la modulation de densité ? Ainsi, on arrive à la technique particulière de certains ensembles que l'on a baptisés *klystrons*, etc.

Considérons, par exemple, la figure 352, qui est une variété de klystron. Nous y voyons une cathode productrice d'électrons et des électrodes destinées à définir et à accélérer le faisceau cathodique, puis deux cavités résonnantes accordées sur la fréquence de fonctionnement et reliées entre elles par un tube métallique. Chacune des cavités comporte une boucle de couplage. Pour comprendre le fonctionnement il faut se souvenir que le champ électrique à haute fréquence se développe dans l'intervalle étranglé B-C de chaque cavité. Cet espace

correspond, en somme, à l'intervalle qui sépare les deux armatures d'un condensateur. Il y règne donc *un champ électrique* dont les lignes de forces ont précisément la direction du faisceau électronique. Il en résulte que le schéma équivalent de l'ensemble doit être figuré comme nous l'avons fait sur le croquis fig. 353.

Le fonctionnement s'explique de la manière suivante :

Le champ électrique qui s'exerce dans l'espace B provoque la modulation de vitesse du faisceau électronique. A l'intérieur de l'espace blindé E, il n'y a pas de champ ; c'est l'espace de glissement. Les élec-

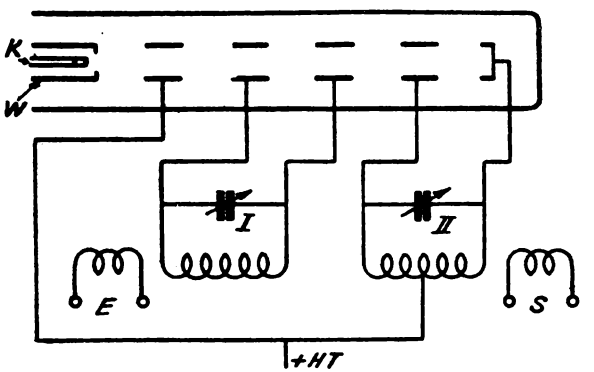


Fig. 353.

trons se groupent par paquets, la modulation de vitesse se transforme en modulation de densité. Les paquets d'électrons qui viennent frapper le fond de la cavité II à la fréquence de fonctionnement excitent statiquement le circuit oscillant II. On pourrait dire qu'il s'agit d'une *induction statique* (qu'il ne faut évidemment pas confondre avec l'induction classique, ou *induction électromagnétique*). En conséquence, par la boucle S, on peut prélever l'énergie amplifiée. Le système équivaut donc, en somme, à un étage d'amplification à haute fréquence à résonance. On ajuste le « glissement » à sa valeur la plus favorable en agissant sur la tension d'accélération qui détermine la vitesse initiale du faisceau. Le même système peut servir à produire des oscillations. Il suffit pour cela de ramener, dans la cavité I, une fraction de l'énergie développée dans la cavité II, en respectant, naturellement, les conditions de phase. Il faut qu'il s'agisse bien de réaction positive.

Cette réaction peut être obtenue de différentes manières. On peut, par exemple, coupler les boucles E et S, en les reliant par une ligne de longueur convenable. On peut aussi prévoir une communication directe entre les deux cavités, quand elles sont naturellement plus rapprochées que ne le montre notre figure 352.

545. Réglages. —Quelles sont les grandeurs réglables dans un système comme celui de la fig. 352 ? On peut régler l'intensité du faisceau en agissant sur l'électrode W qui entoure la cathode et dont le rôle est tout à fait comparable à celui du cylindre de Wehnelt dans un tube à rayons cathodiques. En même temps, cette électrode constitue une

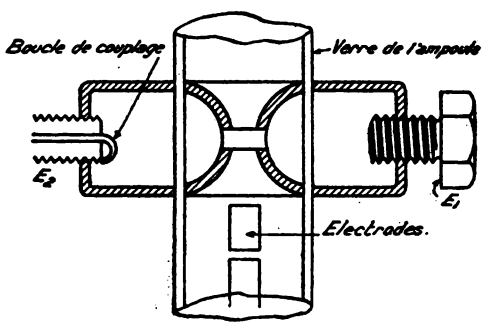


Fig. 354.

lentille convergente (diaphragme négatif) qui concentre le faisceau dans l'axe de l'électrode d'accélération.

La tension d'accélération détermine la vitesse moyenne des électrons, dont dépend la durée du parcours dans l'espace de glissement E.

Éventuellement, on peut utiliser le rapport des tensions appliquées entre les électrodes A et B pour obtenir encore un effet de convergence et limiter ainsi les électrons qui atteignent directement la première cavité et qui, par conséquent, ne participent pas à la modulation de vitesse.

Enfin, il faut que les cavités I et II soient rigoureusement accordées sur la même fréquence. Il faut, en effet, remarquer qu'il s'agit de circuits à très haut coefficient de surtension, c'est-à-dire très sélectifs. Le moindre désaccord se traduit donc par une chute considérable de l'amplification obtenue. On peut modifier la fréquence propre des cavités résonnantes en les déformant légèrement... Or, en cours d'uti-

lisation, des déformations spontanées sont à craindre, ne serait-ce que par suite de l'échauffement inévitable ? On peut aussi prévoir un élément mobile, se déplaçant à l'intérieur de la cavité. Mais comment faire si l'ensemble est placé à l'intérieur d'un tube à vide rigoureusement scellé ?

Le système à lignes accordées, connectées à l'extérieur par des passages à l'extérieur du verre, reprend ici l'avantage.

Une autre solution, cependant possible, est illustrée par la figure 354. La cavité résonnante comporte une partie à l'intérieur et une partie à l'extérieur de l'ampoule. Un élément mobile par vis permet l'accord sur une certaine bande (EI), un autre élément mobile, portant une boucle, assure un couplage variable.

546. Conclusions. — Les hyperfréquences ont permis la réalisation des nombreux dispositifs « radar », des systèmes de téléguidage, etc. Les circuits que nous venons d'étudier sont désormais employés couramment et ouvrent chaque jour, de plus en plus, l'éventail des applications nouvelles de la radioélectricité.

CHAPITRE XXV

TECHNIQUE DES TRANSMISSIONS PAR IMPULSIONS

547-1. Généralités. — La technique des impulsions a de très nombreuses applications dont l'une des plus connues est sans doute le *radar*. Mais il en est beaucoup d'autres. C'est ainsi par exemple, que les transmissions multiplex acheminées par les câbles hertziens sont faites en impulsions. Le même émetteur permet de transmettre simultanément et sans aucun mélange plus de cent conversations téléphoniques en même temps que d'autres informations : télé-photographie, télévision, etc.

Dans les précédents chapitres de cet ouvrage, et notamment au chapitre XXII, nous avons exposé une analyse sommaire des caractères principaux d'une impulsion et des conditions que devait remplir un amplificateur pour en permettre l'amplification.

Dans le présent chapitre nous étudierons exclusivement l'application des impulsions aux transmissions multiples.

547-2. Définition de l'impulsion. — Une impulsion est un bref train d'ondes produit par un émetteur. On représente souvent schématiquement l'impulsion comme un signal rectangulaire. Mais ce n'est, en réalité, que l'*enveloppe* de l'impulsion ou le résultat que l'on peut obtenir après détection. Il faut comprendre qu'il s'agit d'une succession d'oscillations de même amplitude, brusquement interrompues et séparées du train suivant par un temps déterminé.

Prenons un exemple précis. On dira qu'il s'agit, par exemple, d'impulsions transmises sur une fréquence de 600 kilohertz, avec une durée d'impulsion de 10 microsecondes, la fréquence de répétition étant de 20 000 hertz. Le schéma représentatif est donné figure 355-1.

Cela veut dire précisément que, pendant 10 microsecondes l'émetteur fournira des oscillations d'amplitude constante. La période étant de 1/500 de microseconde, il y aura 5 000 oscillations par impulsion. Après quoi, l'émetteur cessera complètement de transmettre pendant 40 microsecondes. Au bout de cet intervalle, il transmettra une nouvelle impulsion comportant 5 000 oscillations.

547-3. Avantages. — La puissance que peut dissiper un tube électronique est une *puissance moyenne.* Pendant une durée très brève, on peut exiger d'un tube une *puissance instantanée* incomparablement plus grande. Un tube dissipant 10 watts moyens peut fournir plusieurs kilowatts instantanés. Un magnétron, travaillant dans le domaine des hyperférences

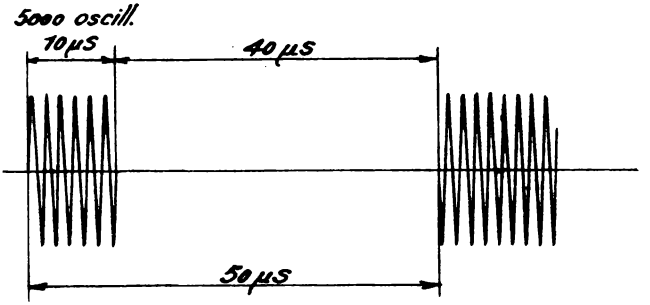


Fig. 355-1.

peut produire des puissances de crête de l'ordre de 1 000 kilowatts alors que la puissance moyenne est de quelques dizaines ou centaines de watts.

On sait, depuis des études entreprises entre 1940 et 1944, que des cathodes à oxydes convenablement construites peuvent supporter des densités de courant de l'ordre de 100 ampères par centimètre carré tout en fournissant une durée de vie raisonnablement longue (1 500 heures par exemple).

Or, l'intensité du signal reçu est déterminée par la puissance de crête. Pour l'établissement d'une liaison quelconque, le facteur essentiel est le rapport : signal/bruit de fond. La technique des impulsions permet, pour une même puissance moyenne, une amélioration considérable de ce rapport.

Les inconvénients découlent de la largeur de bande nécessaire pour transmettre des impulsions et de la complexité des circuits récepteurs.

547-4. Aperçu de la technique de production. — Le plus généralement, les impulsions sont obtenues en « découpant » la tension d'alimentation d'un générateur. L'alimentation fournit une puissance moyenne constante et faible. La quantité d'électricité produite est accumulée dans un dispositif qui est généralement une *ligne à retard.*

En effet, cet élément, convenablement chargé fournit une tension constante pendant un temps également constant, qui dépend des caractéristiques de la ligne.

Le déclenchement périodique des impulsions est déterminé par un système relaxateur quelconque : oscillateur bloqué, multivibrateur, etc., lui-même synchronisé par un diapason ou un cristal de quartz.

547-5. Modulation des impulsions. — Pour pouvoir être utilisée dans les télécommunications, pour la transmission des informations, il est nécessaire que les impulsions soient *modulées*. C'est en agissant sur une de leurs caractéristiques essentielles que cette opération est effectuée.

Les principaux systèmes utilisés sont :

a) *Modulation en amplitude,*

b) *Modulation en durée,*

c) *Modulation en position.*

On notera d'ailleurs qu'il n'est pas impossible d'utiliser simultanément plusieurs procédés de modulation.

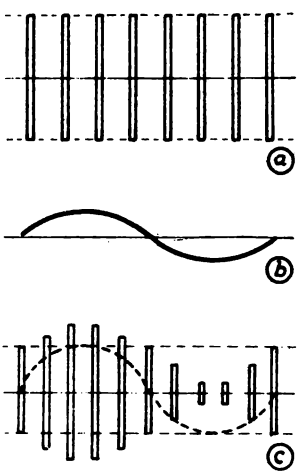


Fig. 355-2.

a) *Modulation en amplitude.*

Nous avons représenté figure 355-2 en *a*) les oscillations non modulées, en *b*) le courant de modulation et en *c*) les oscillations modulées. On voit que ce procédé ne diffère pas, en somme, de la modulation d'amplitude ordinaire.

Il n'est utilisé que dans des cas assez rares car il ne donne pas une protection aussi importante que les autres procédés contre le brouillage et les perturbations.

b) *Modulation en durée* (fig. 355-3).

L'amplitude demeure constante, mais la largeur ou durée des impulsions est variable. Elle croît pendant les alternances positives et décroît pendant les alternances négatives. Si la modulation est de 100 %, les impulsions disparaissent au moment des crêtes négatives.

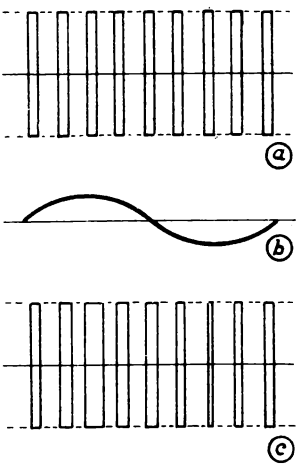


Fig. 355-3.

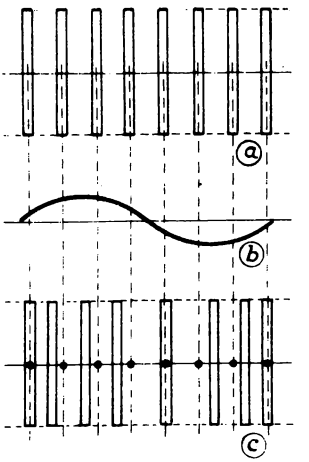


Fig. 355-4.

c) *Modulation en position* (fig. 355-4).

Amplitude et durée demeurèrent constantes, mais la position de phase des impulsions varie comme le montre notre croquis.

Ces deux derniers procédés (durée et position) sont les plus intéressantes parce que l'amplitude demeure constante et qu'il est possible *d'écréter* les impulsions, comme dans un récepteur à modulation de fréquence ou de phase. Pour les mêmes raisons, il en résulte une excellente protection contre les brouillages, perturbations, anomalies de propagation, etc.

547-6. Démodulation des impulsions. — Avec les deux premiers procédés, il n'y a aucune difficulté, la détection s'opère exactement comme dans un récepteur à modulation d'amplitude.

Avec le second système, il faut utiliser un procédé qui permet de transformer la modulation en position en une modulation soit en amplitude, soit en durée.

547-7. Transmissions en multiplex. — Les transmissions en impul-

sions sont faites dans les bandes d'hyperférences, au moyen de tubes spéciaux (1) qui se prêtent particulièrement bien à leur production. Dans ces gammes d'onde, la largeur de bande occupée par l'émission devient un facteur secondaire.

Cette largeur de bande est déterminée par la durée des impulsions. On peut parfaitement utiliser un émetteur unique pour transmettre simultanément des informations différentes. En d'autres termes, le transmetteur peut comporter un certain nombre de « voies » différentes.

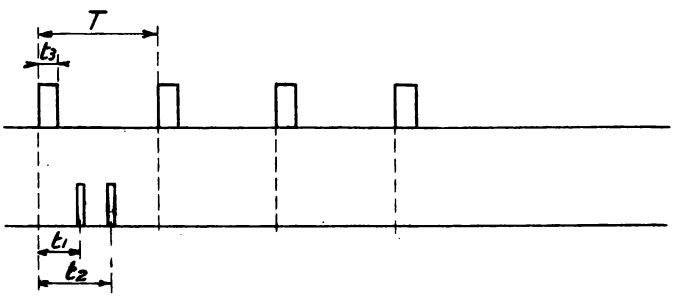


Fig. 355-5.

Pour comprendre le principe du « multiplex », examinons la figure 355-5. A la partie supérieure est représentée un groupe normal d'impulsions qui constitue une « voie ».

Il est possible d'utiliser l'intervalle T-*t*, pour transmettre d'autres informations. Les impulsions correspondantes présenteront simplement un déphasage déterminé par rapport à celles de la première voie.

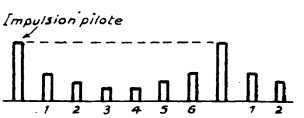


Fig. 355-6.

En pratique on procédera de la manière suivante (fig. 355-6). Le début d'une période de transmission sera signalé au moyen d'une *impulsion de pilotage* qui se distinguera des autres impulsions par une caractéristique quelconque : amplitude, ou durée. La première impulsion qui suivra celle-ci correspondra à la voie 1, la seconde à la voie 2, etc., jusqu'à la fin de la période de transmission qui sera signalée par une autre impulsion de pilotage.

(1) Voir chapitre XXIV.

547-8. Émission en multiplex. — Le résultat signalé précédemment peut être obtenu de différentes manières.

Par exemple : les impulsions de marquage (markers) ou de pilotage sont obtenues au moyen d'un relaxateur synchronisé par quartz de manière que la période soit rigoureusement constante (fig. 355-7).

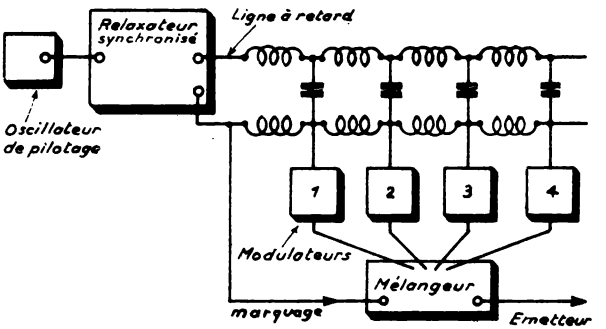


Fig. 355-7.

Ces impulsions sont transmises à l'entrée d'une *ligne à retard* le long de cette ligne, on retrouve les mêmes impulsions, mais avec un décalage régulier dans le temps. On peut alors les moduler avant de les mélanger pour alimenter l'émetteur.

On peut aussi procéder d'une manière réciproque (fig. 355-8). Le relaxateur synchronisé est établi pour fournir toutes les impulsions (y compris les impulsions de pilotage). Il est suivi d'un sélecteur qui permet

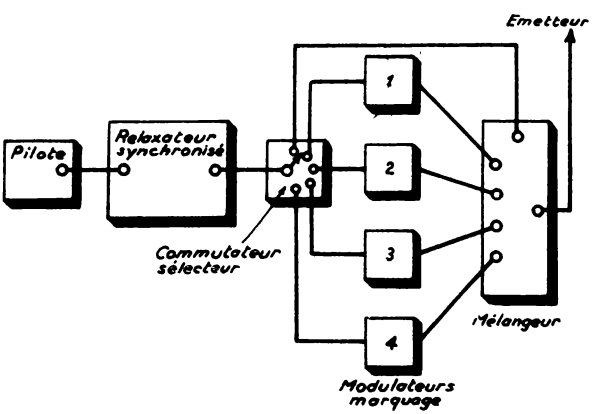


Fig. 355-8.

de séparer les impulsions des différentes voies. Celles-ci sont modulées séparément, puis mélangée de nouveau avant d'être transmises à l'émetteur.

547-9. Réception en multiplex. — A la réception, il faut naturellement séparer les impulsions correspondant aux différentes voies. Là encore, il existe différents moyens. On peut procéder comme l'indique la figure 355-9.

Dans le récepteur on sélectionne les impulsions de pilotage — ce qui est facile — puisqu'elles se distinguent des autres par une caractéristique déterminée. On introduit ces impulsions dans une ligne à retard. Elles arrivent au point P au bout d'un temps déterminé qui correspond précisément au retard de phase de la voie 1, par rapport aux impulsions pilotes.

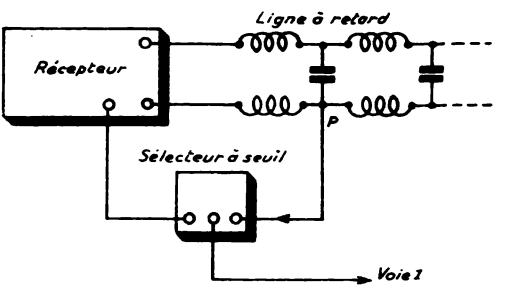


Fig. 355-9.

La tension ainsi obtenue permet le déblocage d'un circuit à seuil et, par conséquent, le passage des informations concernant la voie 1. Après un temps déterminé, la voie est de nouveau bloquée jusqu'à la période suivante, ou le passage des signaux peut s'opérer de nouveau pendant l'intervalle nécessaire.

On procède exactement de la même manière pour les autres voies.

CHAPITRE XXVI

RADIOGONIOMÉTRIE. RADIOCOMPAS. RADIOREPÉRAGE

548. Généraltés. — On peut considérer que le rayonnement produit par l'émetteur parvient au récepteur sous forme de rayons *hertziens*, comparables aux rayons lumineux. Si, en un point quelconque de la surface terrestre, on détermine la direction de propagation de ces rayons, on connaît la direction de l'émetteur. En première approximation, on peut, en effet, admettre que les rayons suivent les grands cercles de la surface terrestre. L'objet de la *radiogoniométrie* est précisément de déterminer la direction dans laquelle se trouve l'émetteur. Ce point étant acquis, on pourra répondre aux questions suivantes :

a) A l'aide d'au moins deux stations réceptrices, déterminer la position d'un émetteur ;

b) A l'aide d'un dispositif radiogoniométrique utilisé à bord d'un avion ou d'un bateau, déterminer la position de l'avion ou du bateau par le repérage de stations fixes situées à terre et dont la position est connue.

La méthode la plus simple et la plus généralement employée utilise les propriétés directives du cadre récepteur. Mais il existe aussi d'autres méthodes que nous examinerons sommairement.

a) Par exemple, le navire situé au point N demande son « relèvement » aux stations radiogoniométriques G_1 et G_2. Son émission est écoutée par G_1 et G_2. Les relèvements α et β sont centralisés par une des stations qui, les reportant sur une carte, détermine ainsi le point N, par ses degrés de latitude et de longitude. Ce renseignement est transmis au navire. Pratiquement, on utilise non pas deux, mais trois stations, ce qui permet d'obtenir une précision plus grande. En effet, avec deux stations, il y aurait une incertitude totale si le navire était situé sur la ligne qui joint les deux stations G_1G_2 (fig. 356).

b) C'est la station mobile M qui détermine elle-même sa position, en écoutant des émetteurs quelconques, dont elle connaît l'emplacement. Elle détermine les angles α et β sous lesquels lui parviennent les

« rayons » des émetteurs (fig. 357). En les reportant sur une carte, elle détermine immédiatement sa position. Elle pourra utiliser des stations fixes quelconques : stations côtières, stations de radiodiffusion, etc.

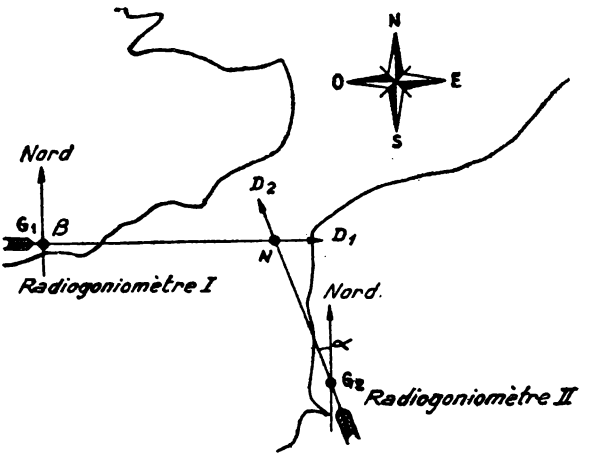


Fig. 356.

548 bis. Collecteurs d'ondes. — On peut classer les collecteurs d'ondes en deux catégories :

a) *Collecteurs d'ondes électrostatiques*, dont l'antenne verticale est le

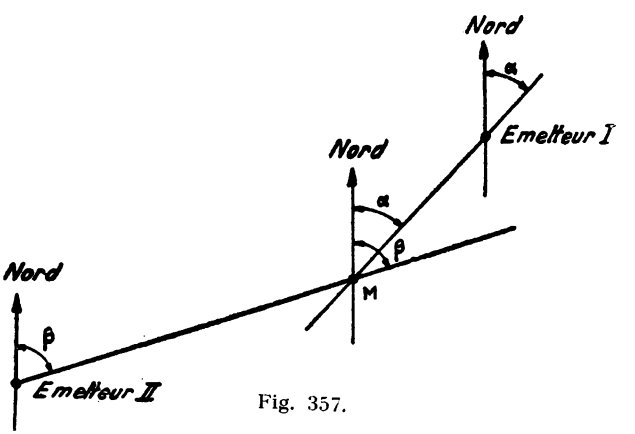


Fig. 357.

modèle. Ces collecteurs d'ondes sont sensibles à la composante électrostatique du rayonnement.

b) *Collecteurs électromagnétiques*, dont le cadre est le modèle. Ils utilisent la composante électromagnétique du rayonnement.

Mais la plupart des collecteurs d'ondes établis sans précautions spéciales sont sensibles aux deux composantes. C'est le cas, par exemple, d'une antenne banale, tendue entre un mât et une maison.

549. Propriétés du cadre récepteur. — Quand on emploie un cadre récepteur, on observe facilement que, pour une certaine position du

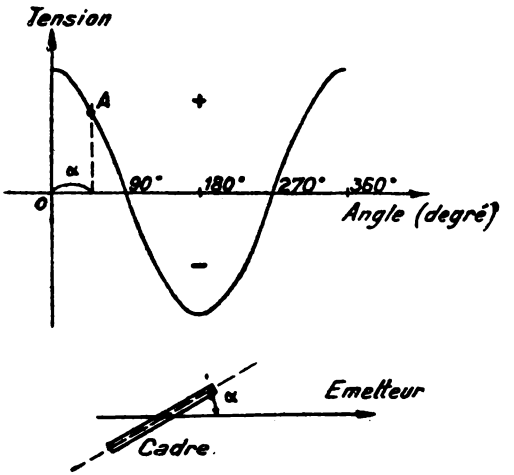


Fig. 358.

collecteur d'onde, la réception est annulée et que, pour une position sensiblement perpendiculaire, la réception est maxima. D'une manière plus précise, on peut mesurer la tension induite dans l'enroulement, en fonction de l'angle que fait le plan du cadre avec la direction de l'émetteur. Le résultat de ces mesures se résume dans le graphique de la figure 358. La tension est maxima quand le plan du cadre coïncide avec la direction de propagation. Elle est nulle dans les positions perpendiculaires. Il y a lieu de prévoir un sens positif et un sens négatif pour tenir compte du changement de phase. Les tensions relatives à 0° et 180° sont, en effet, en opposition de phase.

Les propriétés directives du cadre apparaissent encore plus nettement si les résultats de l'expérience sont traduits en coordonnées polaires (fig. 359). On porte la tension induite dans la direction

le long d'un segment OA, faisant l'angle avec l'origine. Le diagramme ainsi obtenu, qui porte le nom de diagramme du cadre, ou de « dia-

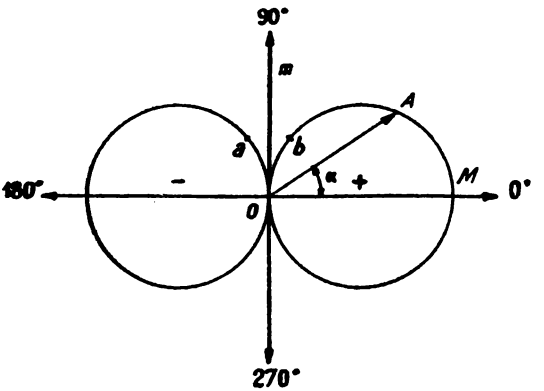


Fig. 359.

gramme en huit », est constitué par deux cercles égaux tangents, dont le diamètre est égal à la tension maxima induite.

Le cercle de droite correspond aux parties du graphique figure 358

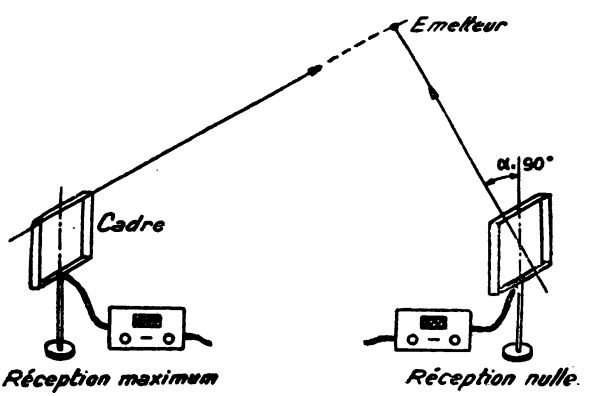


Fig. 360.

situées au-dessus de l'axe des abscisses. Le cercle de gauche correspond à la partie inférieure. Ces résultats sont encore symbolisés, d'une manière plus simpliste, par le croquis de la figure 360.

L'étude mathématique ne présente aucune difficulté et conduit aux mêmes conclusions.

En effet, la force électromotrice E_c induite dans le cadre rectangulaire pour une intensité de champ ε, exprimée en volts par mètre, est

$$E_c = 2\pi\varepsilon h \sin\left(\frac{\pi}{\lambda}\right) \cos\alpha$$

avec :

h, hauteur du cadre en mètres ;
l, largeur ;
n, nombre de spires ;
λ, longueur d'onde en mètres ;
α, angle défini plus haut.

Mais, le plus souvent, les dimensions transversales du cadre sont petites par rapport à la longueur d'onde. Il en résulte qu'on ne fait aucune erreur appréciable en confondant $\frac{\pi l}{\lambda}$ avec $\sin\frac{\pi l}{\lambda}$.

En conséquence, l'expression précédente devient :

$$E_c = 2\pi\varepsilon \frac{hl}{\lambda} \cos\alpha,$$

ou, en remarquant que hl est la surface S d'une spire

$$E_c = 2\pi n\varepsilon \frac{S}{\lambda} \cos\alpha$$

Ce qui montre que la courbe fig. 358 est bien de forme sinusoïdale.

550. Recherche du minimum. On remarque aussitôt, sur la figure 359, qu'aux environs du point M, c'est-à-dire dans la région du maximum, les variations de tensions sont faibles. D'autre part, l'oreille est peu sensible aux variations de faible amplitude. Par contre, dans la région du minimum m, les variations sont très rapides : une très faible variation d'angle amène une grande variation d'intensité. Enfin l'oreille permet d'apprécier assez nettement le moment où on cesse de percevoir quelque chose.

La détermination se fera donc dans la région m. En général, on ne percevra pas un unique « point » d'extinction. La sensibilité du récepteur n'est pas illimitée ; aussi cesse-t-on de percevoir l'émission dès

que la tension tombe au-dessous d'une certaine valeur. En continuant la rotation du cadre, on constate que l'émission est de nouveau perçue pour une autre position. Il y a donc un angle dans lequel on ne perçoit rien. On admet que la position cherchée est la bissectrice de cet angle.

Il y a intérêt à réduire le plus possible la grandeur de cet angle, qui, pour un cadre donné, est fonction de l'intensité du champ de haute fréquence et de la sensibilité du récepteur.

On peut aussi établir la formule précédente en considérant le cadre élémentaire comme deux antennes verticales identiques reliées par les bras transversaux. Quand le plan du cadre est perpendiculaire à la direction de l'émetteur, les deux antennes sont à la même distance de l'émetteur. Les tensions développées entre leurs extrémités sont égales et sont en phase. En conséquence, en reliant A et C, ainsi que B et D (fig. 361), il est évident qu'aucun courant ne circulera dans le circuit ainsi constitué. C'est la position d'extinction du cadre.

Par contre, si le cadre occupe une position perpendiculaire à la précédente, les tensions sont encore égales (la distance entre l'émetteur étant énorme par rapport à la distance AC), *mais elles sont déphasées.* Leur somme géométrique n'est plus nulle et un courant circule dans le cadre.

Cette manière d'expliquer le comportement du cadre permet de comprendre le fonctionnement de certains dispositifs radiogoniométriques, comme les collecteurs Adcock, dont il sera question plus loin.

Il y a évidemment aussi intérêt à diminuer les pertes de toute nature qui se produisent dans le cadre.

551. Effet antenne. — Afin d'augmenter la sensibilité, on utilise généralement le cadre lui-même comme circuit d'entrée. On l'accorde tout simplement au moyen d'un condensateur variable.

Mais, dans ces conditions, on observe que les résultats pratiques ne sont pas aussi nets que ne semble l'indiquer la formule donnée plus haut et le diagramme de la figure 359. On constate, par exemple, qu'il n'y a plus d'extinction franche et que les deux maxima ne sont plus d'égale amplitude. Cette anomalie est due à *l'effet antenne.* Dans le montage habituel, une extrémité du cadre est reliée à la terre (ou à la masse) et l'autre à la grille d'entrée de l'amplificateur. Il en résulte une évidente dissymétrie des deux moitiés du cadre, par rapport à la terre (fig. 362). En conséquence, l'effet d'annulation des composantes,

illustré par le croquis de la figure 361, ne s'exerce plus de la même manière.

D'autres anomalies peuvent se produire s'il existe des objets métalliques assez étendus au voisinage du cadre. Les fils conducteurs retransmettant l'énergie à haute fréquence des ondes incidentes constituent, en somme, des miroirs réfléchissants. Les rayons directs et

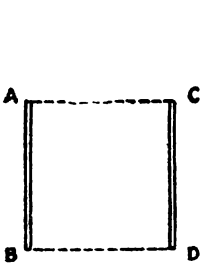


Fig. 361.

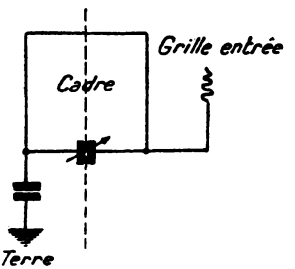


Fig. 362.

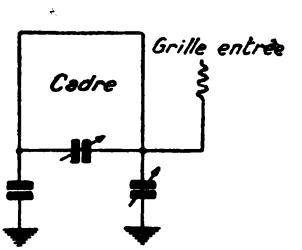


Fig. 363.

les rayons réfléchis se composent géométriquement et la direction du rayon résultant n'est plus celle de l'émetteur.

552. Compensation du cadre. Pour supprimer l'effet antenne, il faut rétablir la symétrie du cadre, ou *compenser* la capacité parasite qui existe d'un côté. Le moyen le plus simple est d'ajouter une capacité convenable sur le côté connecté du côté de la grille (fig. 363).

Cette capacité pourra commodément être apportée au moyen d'un

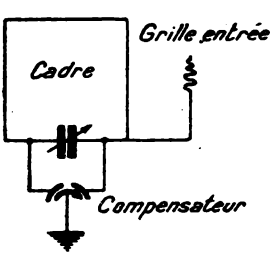


Fig. 361.

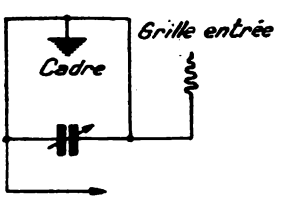


Fig. 365.

« compensateur », c'est-à-dire d'un condensateur comportant deux armatures fixes et une armature mobile (fig. 364).

Un autre procédé consistera à connecter à la terre non pas une extrémité du cadre, mais le point milieu de l'enroulement (fig. 365) ; ce

qui n'exclut pas, d'ailleurs, l'emploi d'une petite capacité de compensation si c'est nécessaire.

Le point milieu peut aussi être obtenu électrostatiquement, au

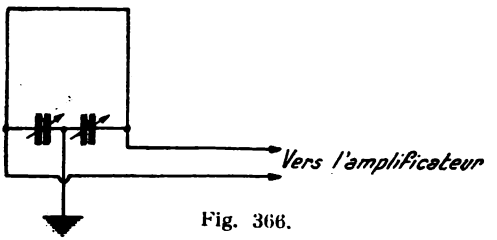


Fig. 366.

moyen d'un condensateur double. On arrive ainsi à l'arrangement de la figure 366.

553. Blindage du cadre. Il importe de soustraire le cadre aux actions électrostatiques directes. On peut montrer, en effet, que les perturbations d'origine industrielle sont presque toujours introduites dans les circuits par l'intermédiaire d'un couplage électrostatique di-

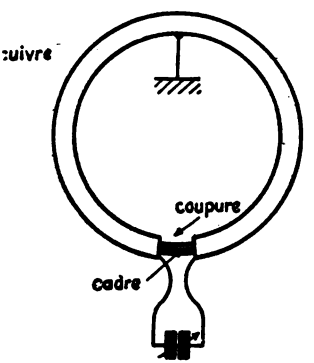


Fig. 367.

rect et que la composante réellement rayonnée est souvent négligeable. On améliore donc le rapport signal/parasite en supprimant l'action directe sur le collecteur d'onde.

Il suffit d'enfermer le cadre dans un blindage. Mais il ne faut pas que celui-ci constitue une spire en court-circuit fortement couplée avec les enroulements du cadre. Il faut donc qu'il comporte une coupure (fig. 367).

Ce blindage a encore pour effet d'équilibrer les capacités réparties le long de l'enroulement du cadre, ce qui diminue naturellement l'effet antenne.

554. Lever du doute. — D'après le diagramme figure 369, le cadre permet de déterminer la direction dans laquelle est situé l'émetteur. On sait par exemple qu'il est sur la ligne est-ouest ; mais il est impossible de savoir s'il est à l'est, ou à l'ouest. Il y a *doute* à ce sujet. On peut facilement *lever* ce doute en utilisant le fait qu'il y a un changement de phase quand on passe d'un cercle à l'autre (fig. 369).

Plaçons le cadre dans une des deux positions qui correspond au

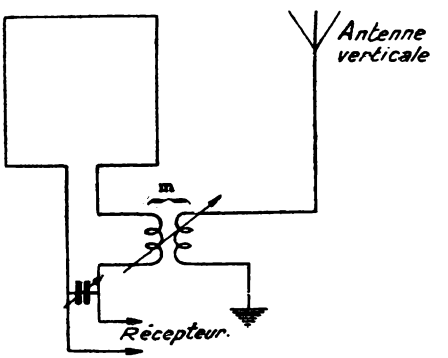


Fig. 368.

maximum de réception (fig. 368). Après quoi, nous couplons légèrement le cadre avec une antenne verticale. Supposons que le sens du couplage soit tel que la tension induite par l'antenne soit *en opposition* avec celle qui est développée normalement dans le cadre. D'ailleurs, en agissant sur la grandeur de *m*, il est possible d'annuler complètement la réception.

Faisons tourner le cadre. La réception apparaît de nouveau. Quand le cadre a tourné de 180°, la tension a changé de sens. En conséquence, elle *s'ajoute* à la tension transmise par le couplage *m*.

Il n'y a plus qu'un maximum par tour du cadre et l'incertitude sur la direction de l'émetteur est ainsi supprimée.

On peut d'ailleurs analyser le résultat d'une manière plus précise. Traçons le diagramme du cadre seul (fig. 369) qui est le classique diagramme en huit si l'effet antenne a été convenablement compensé.

Le diagramme de l'antenne verticale, si elle est bien établie, est un cercle. Par raison de symétrie, il ne peut y avoir de direction privilégiée. Pour un couplage convenable, le rayon de ce cercle peut être égal au diamètre des deux cercles correspondant au cadre.

On obtient le diagramme résultant en ajoutant la tension du cadre

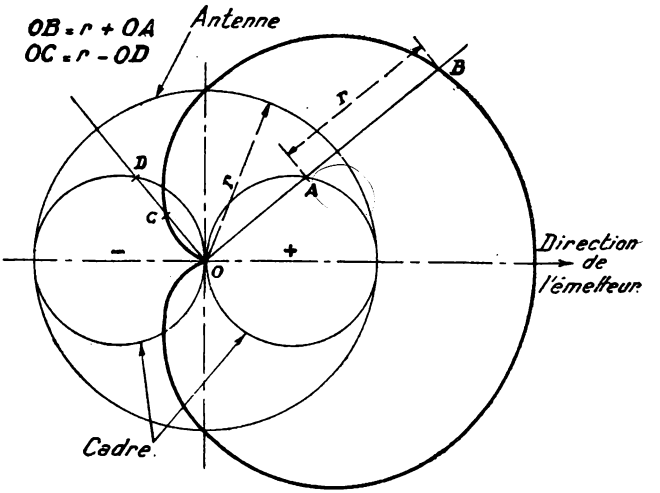


Fig. 369.

à la tension de l'antenne dans la partie droite et en la retranchant dans la partie gauche. Par exemple,

$$OB = r + OA,$$
$$OC = r - OD.$$

Le résultat est une courbe en forme de cœur, dite *cardioïde.*

Dans certains systèmes radiogoniométriques avec lever du doute, on n'utilise pas d'antenne auxiliaire apparente. On se sert alors de « l'effet antenne » du cadre, obtenu en déconnectant le dispositif de compensation.

555. Systèmes à cadres fixes. On peut éviter le besoin de tourner le cadre pour obtenir le relèvement. Dans ce but, on utilise deux cadres fixes perpendiculaires (fig. 370). Le *chercheur goniométrique* est, en principe, constitué par deux enroulements rigoureusement identiques L_1 et L_2, placés à angle droit et couplés symétriquement à un bobi-

nage rotatif L_3. La réalisation doit être telle que l'inductance mutuelle entre l'enroulement mobile et chacun des enroulements fixes soit proportionelle au cosinus de l'angle qui existe entre eux. Dans ces conditions, le graphique fournissant la tension transmise au récepteur en fonction de l'angle est la courbe en huit déjà étudiée plus haut.

556. Effet de nuit dans un cadre. On constate aisément qu'un cadre permet d'obtenir des relèvements radiogoniométriques précis dans la journée, dans les gammes d'ondes moyennes et longues. Par contre, au moment du coucher du soleil et au moment du lever, on

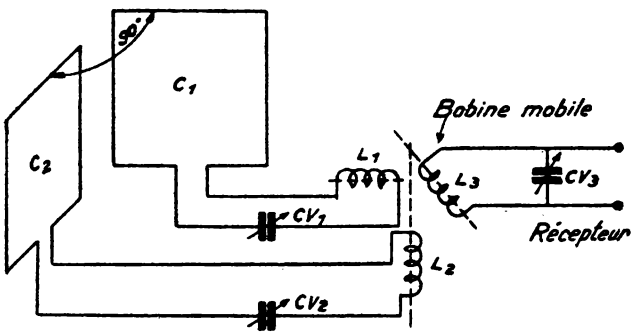


Fig. 370.

observe des variations plus ou moins rapides dans les relèvements. Il n'y a plus d'extinction nette, ou, encore, la position du minimum varie plus ou moins rapidement ; l'erreur pouvant atteindre 30 ou 40°.

S'il s'agit d'ondes courtes, ces phénomènes se produisent en permanence et rendent la radiogoniométrie avec cadre à peu près sans valeur.

Ces anomalies constituent l'*erreur nocturne*, encore appelée *effet de nuit*. C'est un phénomène de propagation qu'il est facile de comprendre. On sait (voir t. II, nos 18 et 40) que, de nuit, le collecteur d'ondes capte non seulement le rayonnement direct, qui a suivi la surface terrestre, mais aussi le rayonnement indirect, constitué par des composantes qui sont renvoyées par les couches ionisées de la haute atmosphère.

Le rayonnement direct parvient au récepteur sous une incidence horizontale, avec un champ électrique vertical, mais il n'en est pas de même du rayonnement indirect ou réfléchi (fig.371). L'incidence est fortement inclinée sur l'horizontale et le champ électrique a fréquem-

ment une composante horizontale. Dans ces conditions, l'orientation correspondant à l'extinction du rayon direct n'est plus la même que celle qui correspond à l'extinction du rayon indirect. Il en résulte des erreurs importantes et d'autant plus gênantes que l'inclinaison et le plan de polarisation du rayonnement indirect varient constamment. Aucun relèvement n'est plus possible.

Cette situation, qui n'existe que de nuit pour les ondes moyennes et longues, se présente d'une manière constante pour les ondes courtes

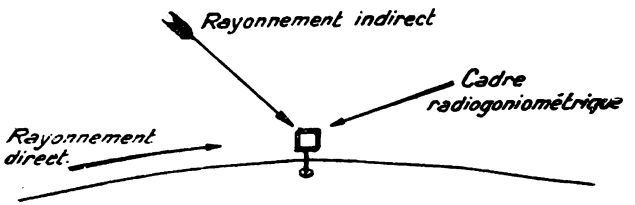


Fig. 371.

557. Erreur d'avion. Un effet analogue se produit quand l'émetteur est installé à bord d'un avion naviguant à haute altitude. Le rayonnement direct parvient nécessairement au collecteur d'ondes sous une inclinaison d'autant plus grande que l'avion est plus proche et que son altitude est plus importante. De plus, l'antenne pendante provoque l'apparition d'une importante composante horizontale du champ électrique.

558. Collecteur radiogoniométrique Adcock. Ce qui précède permet de voir que l'erreur est due à l'action des ondes horizontalement polarisées *sur les bras horizontaux du cadre.* Pour éliminer cette erreur, il faut donc supprimer les bras horizontaux ; ou, ce qui revient au même, prévoir le dispositif de telle sorte que les actions sur les bras horizontaux soient automatiquement équilibrées. C'est précisément ce qu'a obtenu Adcock avec le collecteur d'ondes qui porte son nom.

Il est, en principe, composé de deux dipoles connectés en opposition. Le croquis du branchement est donné par la figure 372. Un tel système, orienté autour de l'axe MN, se comporte exactement comme un cadre à une seule spire. Lorsque le plan de l'aérien est perpendiculaire à la direction de l'émetteur, les deux antennes produisent des tensions de même phase et de même grandeur. La tension développée entre les points E_1 et E_2 est nulle.

Si l'on fait tourner l'ensemble, une antenne s'approche de l'émetteur tandis que l'autre s'éloigne. Il en résulte une différence de phase et la tension existant entre E_1 et E_2 est la somme vectorielle des deux tensions produites. Le diagramme est rigoureusement le même que celui du cadre. On peut obtenir le lever du doute de la même manière.

Par contre, les composantes horizontales sont sans action. En effet, elles affectent les bras AB et CD de la même manière, puisqu'ils occupent la même position horizontale.

Le système est particulièrement intéressant pour la radiogonio-

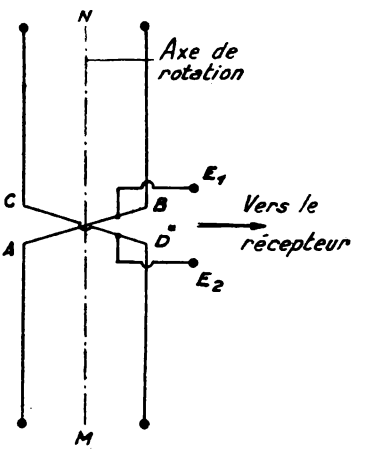


Fig. 372.

métrie sur les ondes courtes, et même ultra-courtes (radiogoniomètre R 22 LMT, couvrant de 2,50 à 4,50 mètres).

L'inconvénient principal du système Adcock, c'est que l'énergie reçue est faible. Il faut, en effet, remarquer qu'il s'agit d'un effet différentiel et que, de plus, le système est pratiquement insensible au rayonnement indirect, quand il est horizontalement polarisé. Pour remédier à ce défaut, on peut augmenter la hauteur effective des antennes. Mais, dans ces conditions, l'encombrement du système rotatif devient rapidement prohibitif.

559. Système Adcock à antennes fixes. On peut résoudre le problème en utilisant deux groupes d'antennes fixes placés à angle droit et agissant sur un chercheur radiogoniométrique identique à celui

que nous avons décrit plus haut, à propos de l'emploi de deux cadres fixes.

Les quatre antennes nécessaires sont installées par exemple aux quatre sommets d'un carré. L'étendue du carré dépend naturellement des gammes d'ondes à couvrir. La sensibilité augmente avec les dimensions du système d'antennes. Mais, d'autre part, il faut évidemment que la diagonale du carré soit nettement inférieure à la longueur d'onde la plus basse reçue.

Par exemple, pour les gammes d'ondes moyennes, le côté du carré sera compris entre 20 et 80 mètres. Au centre, on pourra installer l'antenne permettant le lever du doute. La précision des relevés dépend essentiellement de la symétrie de l'installation.

La liaison entre les antennes et l'installation radiogoniométrique peut être effectuée au moyen de transformateur d'impédance et de câbles blindés (L. M. T.). Ainsi les pylônes peuvent être placés à plusieurs centaines de mètres d'une piste d'aérodrome, par exemple.

Pour les ondes courtes, le côté du carré sera de quelques mètres seulement.

Enfin, pour les ondes très courtes, il est inutile d'avoir recours à des antennes fixes. Le faible encombrement des dipôles permet d'en assurer toujours la rotation.

560. Radiocompas automatiques. Un radiocompas automatique est un dispositif qui donne directement la direction d'un émetteur, par rapport à la station réceptrice, par simple lecture sur un cadran gradué.

Ainsi, un avion ou un navire, munis d'un tel dispositif, pourront se diriger dans une direction déterminée. Le radiocompas remplacera la boussole.

Il ne peut être question de décrire ici toutes les combinaisons possibles. Nous décrirons simplement et très brièvement, à titre d'exemple, le système L. M. T. (Radiocompas automatique de bord, type R. C. 5 B.).

Imaginons un cadre récepteur tournant régulièrement autour d'un axe vertical et réglé sur une émission. La tension aux bornes du cadre varie d'une manière sinusoïdale. Nous recueillons une tension alternative qu'il est facile d'amplifier par les moyens classiques.

La fréquence du courant ainsi obtenu est naturellement déterminé par la vitesse de rotation. Si le cadre tourne avec une vitesse de

5 tours par seconde, la fréquence des courants fournis après détection est de dix périodes par seconde.

Les maxima de tension se produisent naturellement quand le plan du cadre est orienté dans la direction de l'émetteur.

Repérons le plan du cadre par rapport à une direction prise comme base ou origine locale. A bord d'un avion ou d'un navire, ce sera, par exemple, l'axe de l'avion ou du navire. La phase des maxima de tension par rapport à l'axe origine nous permet, par conséquent, de déterminer la direction de l'émetteur. Tout changement de direction se traduit par une variation de la phase.

Mais l'axe origine peut être repéré électriquement de la manière suivante : l'axe du cadre entraîne le rotor d'un alternateur diphasé dont le stator est fixe. Ainsi nous obtenons des tensions diphasées, de même fréquence que les courants fournis par le cadre, *mais dont la position de phase est invariable par rapport à l'axe origine.*

Le déphasage entre le courant radioélectrique et les courants de repérage donne donc la direction cherchée. Il suffit d'utiliser un phasemètre à lecture directe pour que le problème soit résolu.

Ce phasemètre comporte deux enroulements fixes analogues à ceux d'un minuscule moteur asynchrone, créant un champ tournant à une vitesse double de la vitesse de rotation du cadre collecteur d'ondes. Dans l'axe de ce champ, on place un cadre galvanométrique parcouru par le courant à 10 Hz fourni par le récepteur. Dans ces conditions, on peut montrer que le cadre s'oriente dans une position fixe déterminée qui est précisément fonction de la position de phase.

Cette solution ne comporte pas de lever du doute. Le navigateur ne peut pas savoir, d'après les seules indications de l'appareil, s'il va dans la direction de l'émetteur ou s'il s'en éloigne.

Il existe de nombreux autres systèmes de radiogoniomètres automatiques.

561. Radiophare. Un radiophare est un dispositif qui permet, sans radiogoniomètre, de repérer une direction donnée et qui peut, par conséquent, servir à guider un avion ou un navire. Ainsi, les radiophares peuvent servir à jalonner une route aérienne ou une route terrestre.

Là encore, de très nombreux systèmes peuvent être utilisés. Nous en choisirons deux à titre d'exemples.

La caractéristique de radiation d'un cadre ou d'un aérien Adcock est naturellement semblable à sa caractéristique de réception ; c'est un diagramme en « huit ».

Imaginons qu'on utilise deux antennes Adcock ou deux cadres identiques montés à angle droit (fig. 373). Si ces deux radiateurs d'ondes sont parcourus par des intensités égales, les diagrammes de radiation seront comme nous l'indiquons sur la figure. Il est évident que, le long des lignes COC′ et BOB′, les signaux correspondant aux deux radiateurs d'ondes seront d'égale intensité. Pour tout point situé en dehors de ces lignes précises, une différence se manifestera, soit dans un sens,

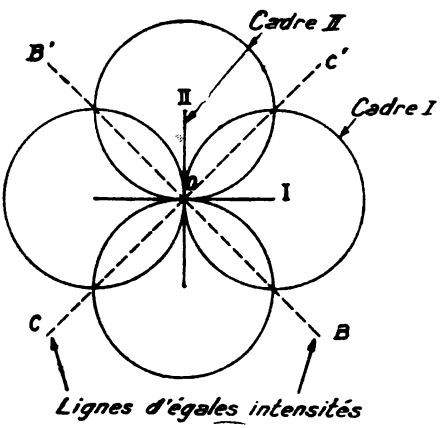


Fig. 373.

soit dans l'autre, suivant que le point sera à gauche ou à droite de la ligne d'égale intensité.

Supposons maintenant que l'on manipule le caractère A (• —) en morse sur un radiateur d'ondes et la lettre N (— •) sur l'autre. Ces caractères sont dits « complémentaires », comme il apparaît sur la figure 374.

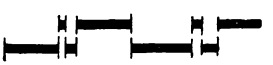


Fig. 374

Un récepteur alimenté par les deux groupes d'antennes permettra de distinguer avec une plus grande intensité soit les « A », soit les « N », suivant qu'il sera situé à droite ou à gauche d'une ligne d'égale intensité. Sur une de ces lignes, on ne percevra plus qu'un trait continu.

D'autres combinaisons de caractères morses sont possibles, par exemple : U (• • —) et D (— • •), F (• • — •) et L (• — • •), etc., permettant de jalonner des routes diverses.

Le système précédent est du type « auditif ». Il existe aussi des systèmes dits « visuels ». Les deux émetteurs émettent continuellement, mais avec une fréquence de modulation différente. Il est alors facile de faire apparaître visuellement toute différence d'intensité. Un appareil de mesure placé sous les yeux du pilote lui indique s'il se trouve à droite ou à gauche de la ligne d'égale intensité. On peut éventuellement modifier la direction des lignes d'égale intensité, soit en agissant sur la puissance des deux émetteurs, soit en modifiant l'angle des cadres ou des antennes Adcock, soit en alimentant les aériens par un dispositif analogue à celui du radiogoniomètre à aérien fixe.

Enfin, le radiophare peut encore être constitué par un cadre tournant suivant un rythme régulier et connu qui envoie des signaux convenus quand il passe dans certains azimuths.

562. Atterrissage sans visibilité. Les dispositifs précédents permettent à un avion convenablement équipé de retrouver aisément son aérodrome par nuit noire, ou par intense brouillard. Mais ils ne sont pas suffisants pour lui permettre de tenter la manœuvre d'atterrissage si la piste n'est pas nettement visible. Il faut noter que l'atterrissage des avions modernes exige du pilote une série de manœuvres de très haute précision. Les appareils sont, en effet, très lourdement chargés et le contact avec le sol s'effectue à une vitesse considérable. Une descente trop brusque risque de placer l'avion en perte de vitesse, une descente trop lente risque de le conduire au delà de la piste. Il est donc de la plus haute importance que le pilote sache exactement sa position et son altitude.

Les renseignements qu'un opérateur situé à terre peut éventuellement transmettre au pilote risquent d'arriver trop tard. Différents dispositifs ont été préconisés et expérimentés. Il semble qu'à l'heure actuelle on puisse envisager l'équipement de l'aérodrome de la manière suivante :

1° On peut définir la direction précise de la piste au moyen d'un chenal balisé par des ondes dirigées (radiophare).

2° Les avions modernes sont équipés avec des « radioaltimètres » qui donnent avec une grande précision l'altitude de l'avion.

L'aviateur peut ainsi, à la hauteur voulue, amorcer sa courbe de descente.

3° Un radiophare, fournissant un faisceau étroit et dirigé verticalement, donne au pilote une « origine » par rapport à la piste. Il sait ainsi,

en tenant compte de son altitude, à quel moment précis il doit commencer sa courbe de descente.

4° Un autre radiophare, fournissant un faisceau horizontalement polarisé, guide le pilote tout le long de sa courbe de descente (fig. 375).

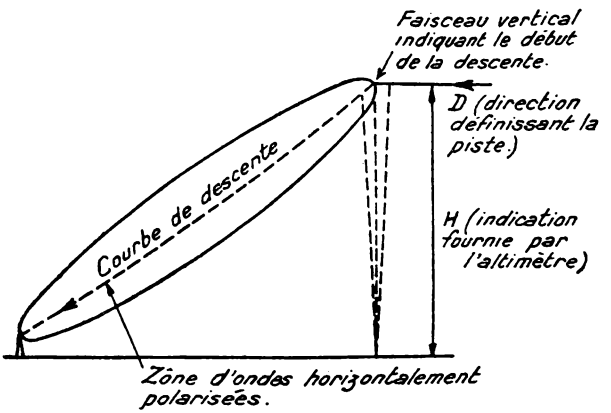

Faisceau vertical indiquant le début de la descente.
D (direction définissant la piste.)
H (indication fournie par l'altimètre)
Courbe de descente
Zône d'ondes horizontalement polarisées.

Fig. 375.

Il faut noter, pour terminer ces indications sommaires, que le chenal ainsi tracé dans l'espace doit pouvoir être modifié. En effet, il faut pouvoir tenir compte des conditions atmosphériques ; de plus, l'angle de descente recommandable varie avec les différents types d'avions.

Schémas d'appareils et de circuits particuliers à tubes et à transistors

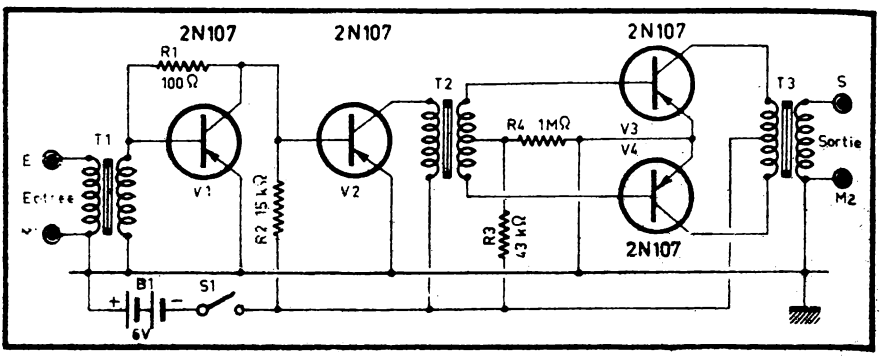


Fig. 376 - Schéma d'un amplificateur BF simple à quatre transistors pour interphone d'appartement - Sortie 100 mV pour un transformateur d'impédance 1200 ohms (T3). Le transformateur T1 est semblable à T3, inverse. La liaison par T2, primaire 10 000 ohms, secondaire 2000 ohms entre extrêmités.

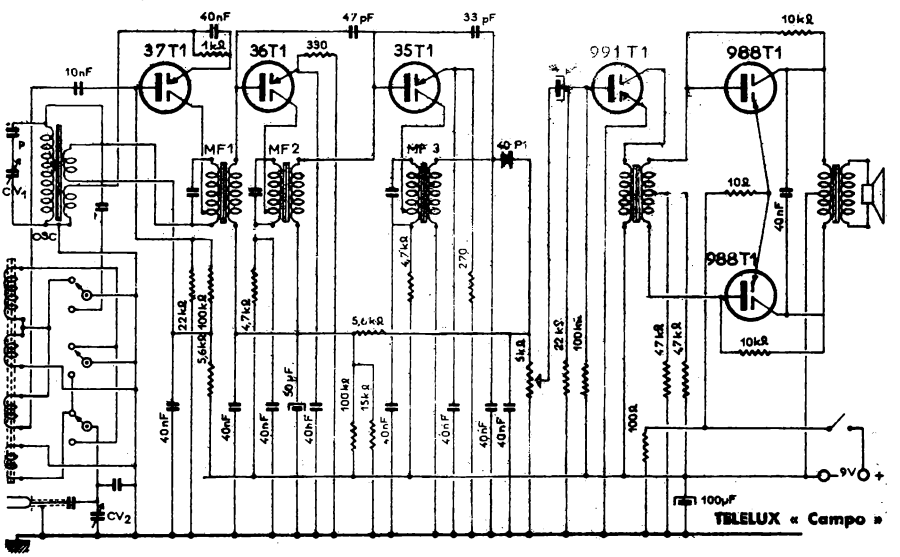


Fig. 377 - Récepteur deux gammes d'onde « Telelux » à six transistors; collecteur d'ondes par bâtonnet ferrite portant les circuits d'accord accordés par CV1; circuits oscillateurs séparés accordés par CV 2 avec mise au point par le padding ajustable p_2, changement de fréquence par 37T1 en oscillateur-modulateur; amplification sur 480 kHz par 36T1 et 35T1; détection par diode germanium 40P1 avec retour du contrôle automatique sur base MF1; préamplification BF par 991T1; étage final symétrique classe B par push-pull 988T1; sortie 350 mW sur haut-parleur; pôle + des batteries à la masse (TSF et TV n° 363).

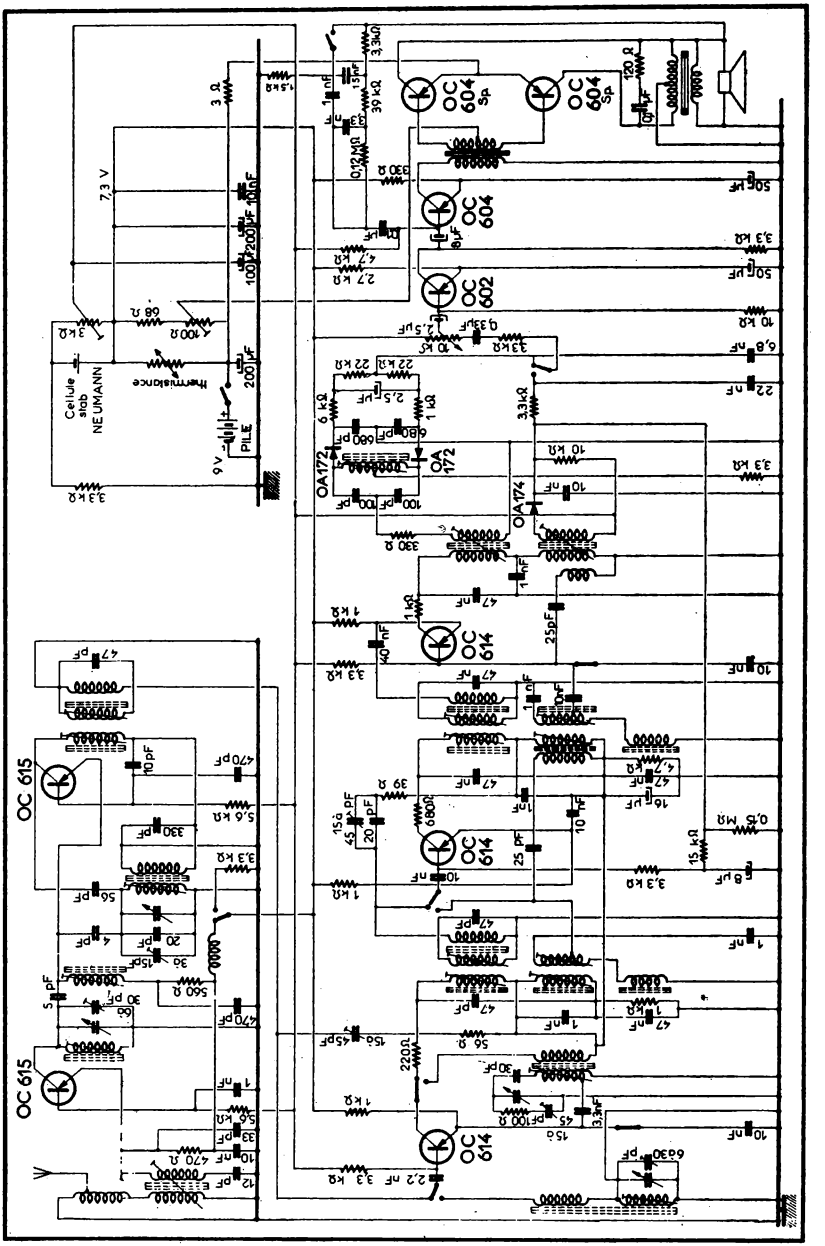


Fig. 378 - Récepteur trois gammes d'ondes dont deux en modulation d'amplitude (500 à 1500 kHz et 150 à 300 kHz) et une en modulation de fréquence (85 à 100 MHz) uniquement à transistors. Type Telefunken Bajazet; étages ondes métriques convertisseur à deux OC 615; étage convertisseur PO-GO par OC 614; amplification intermédiaire sur 460 kHz par OC 614; détection AM par OA 174 et FM par deux OA 172; basse fréquence avec OC 602 + OC 604 + push-pull classe B à deux OC 604; pôle - des batteries à la masse.

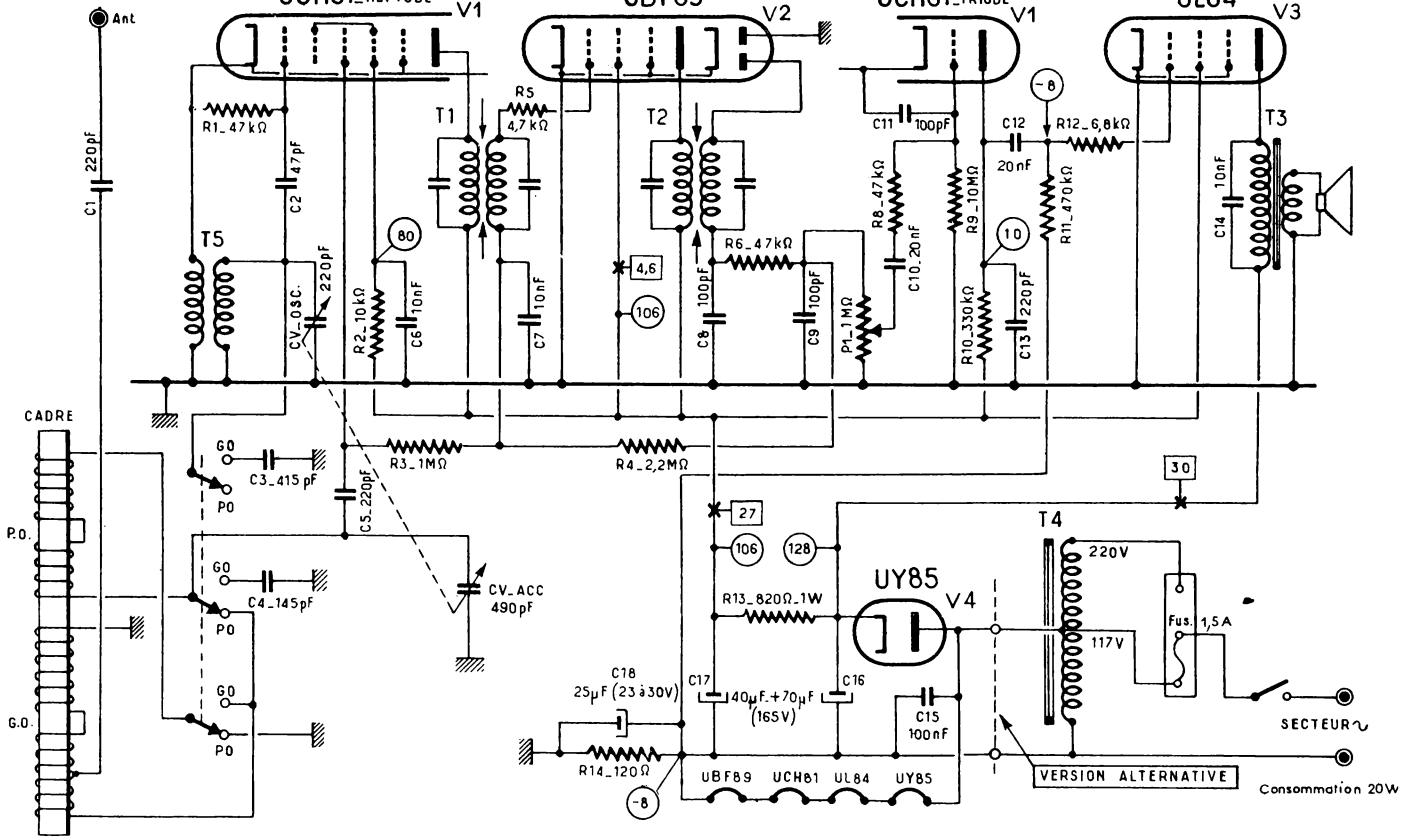


Fig. 379 - Récepteur Condinental Edison D411 à modulation d'amplitude cinq tubes «noval», réception sur cadre ferrite; MF 455 kHz; une version «tous courants» peut être établie en supprimant T4 et en attaquant les bornes marquées par le pointillé avec 117 volts alternatif ou continu, à travers le fusible. Dans les cercles, tensions continues en volts. Dans les rectangles : intensités continues en MA; sortie : 2 watts modulés (TSF et TV nº 351).

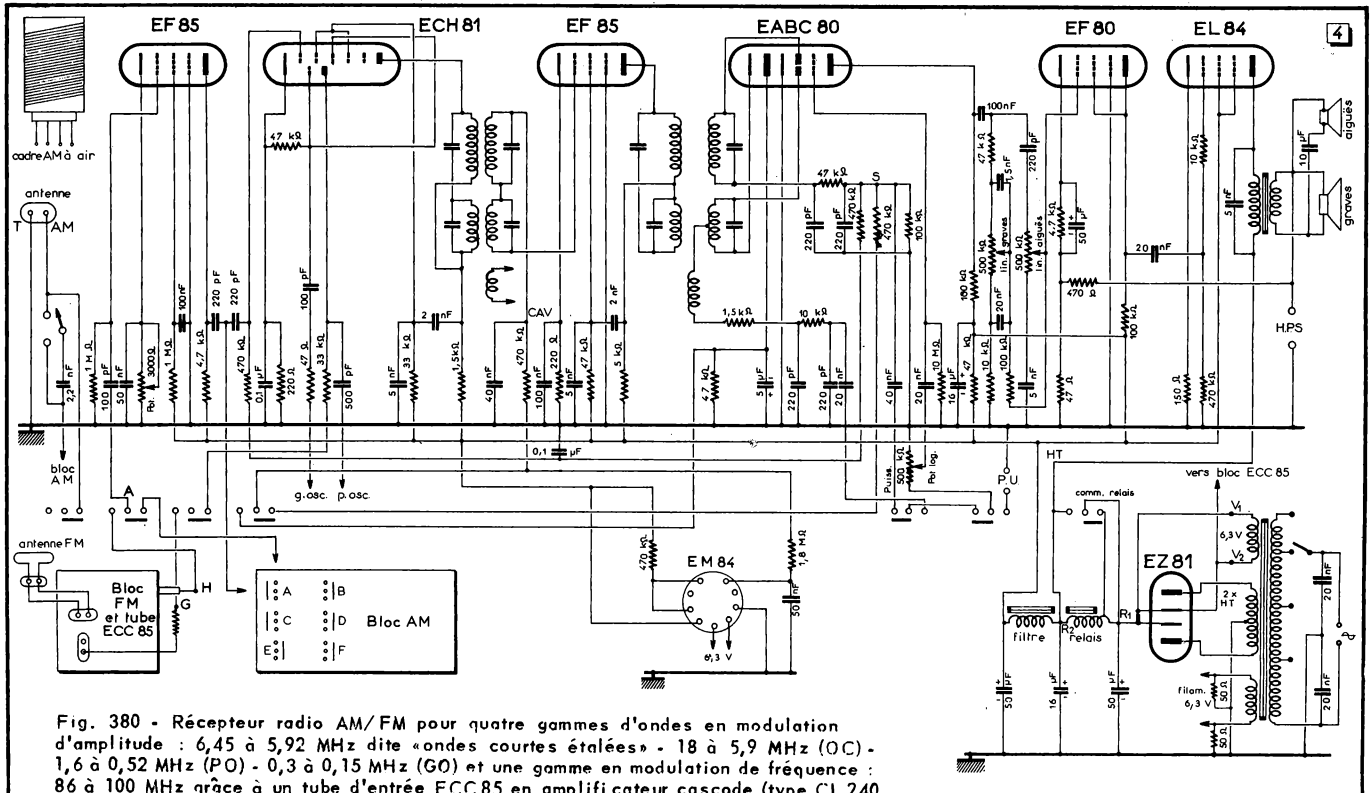


Fig. 380 - Récepteur radio AM/FM pour quatre gammes d'ondes en modulation d'amplitude : 6,45 à 5,92 MHz dite «ondes courtes étalées» - 18 à 5,9 MHz (OC) - 1,6 à 0,52 MHz (PO) - 0,3 à 0,15 MHz (GO) et une gamme en modulation de fréquence : 86 à 100 MHz grâce à un tube d'entrée ECC 85 en amplificateur cascode (type CL 240 Radiobois-Magnétic-France, TSF et TV nº 371).

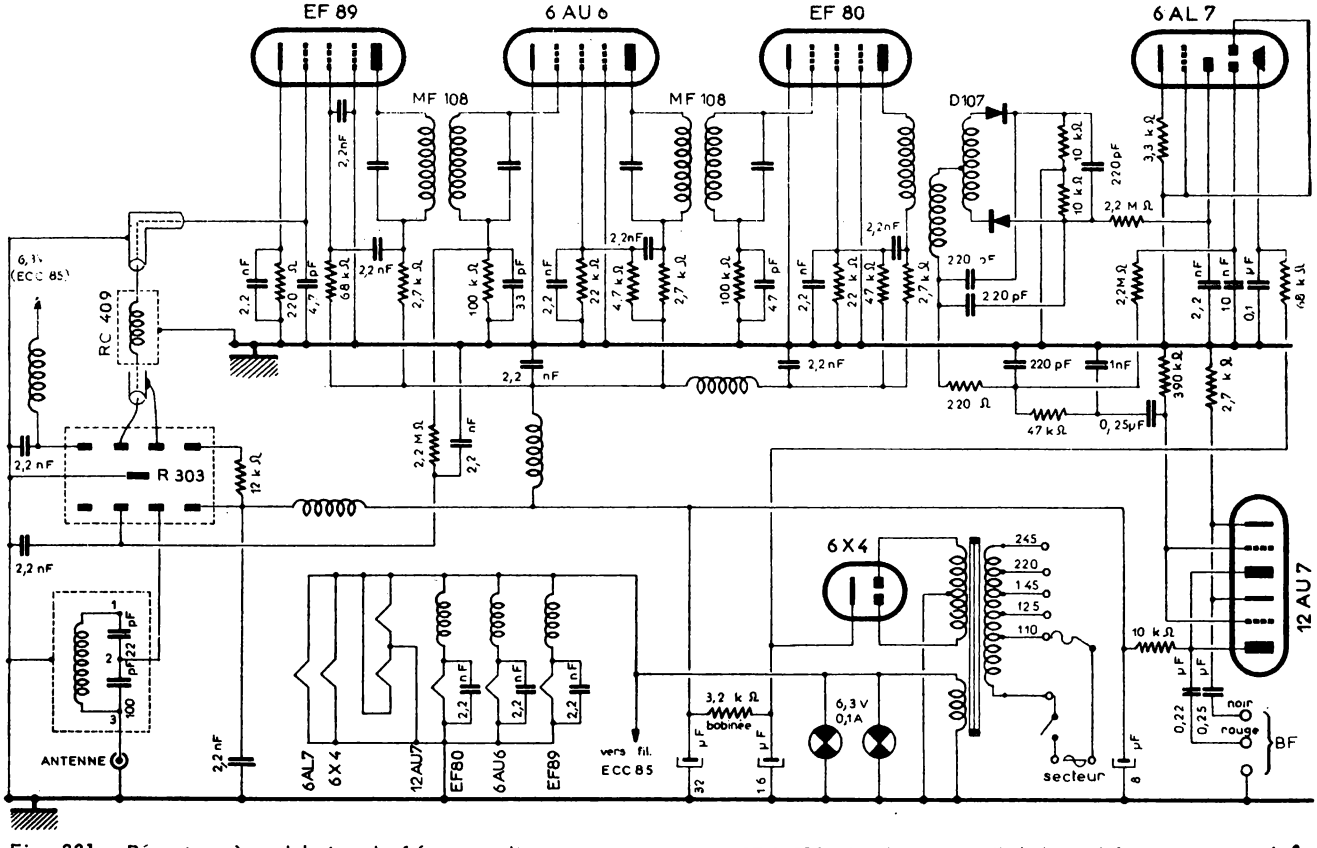


Fig. 381 - Récepteur à modulation de fréquence dit «tuner», Jason pour 87 à 108 MHz (Jason AM-FM) destiné à attaquer une chaîne BF haute fidélité (Revue du SON nº 78).

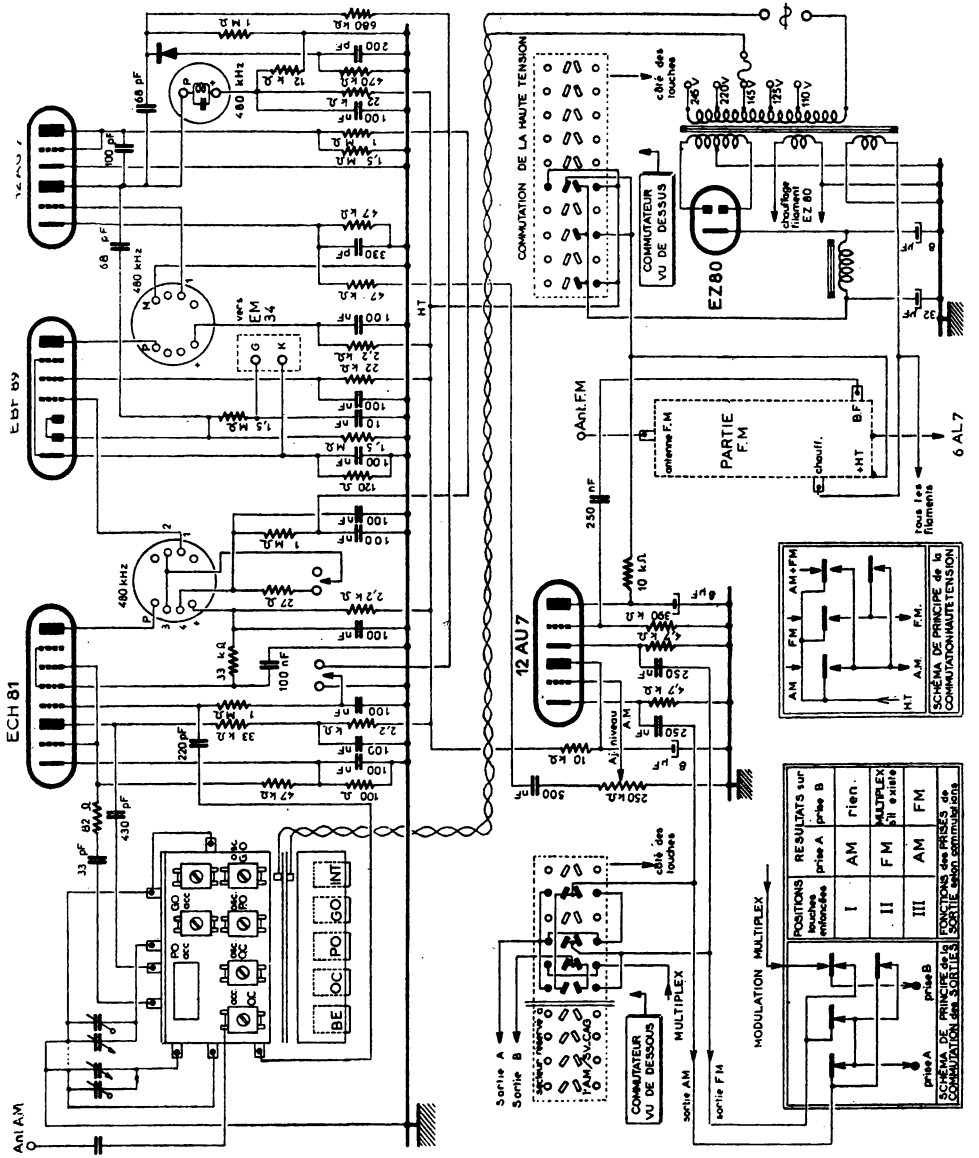


Fig. 382 - Récepteur à modulation d'amplitude également sans l'amplification BF, pour quatre gammes d'ondes (Jason AM-FM) (Revue du SON nº 78).

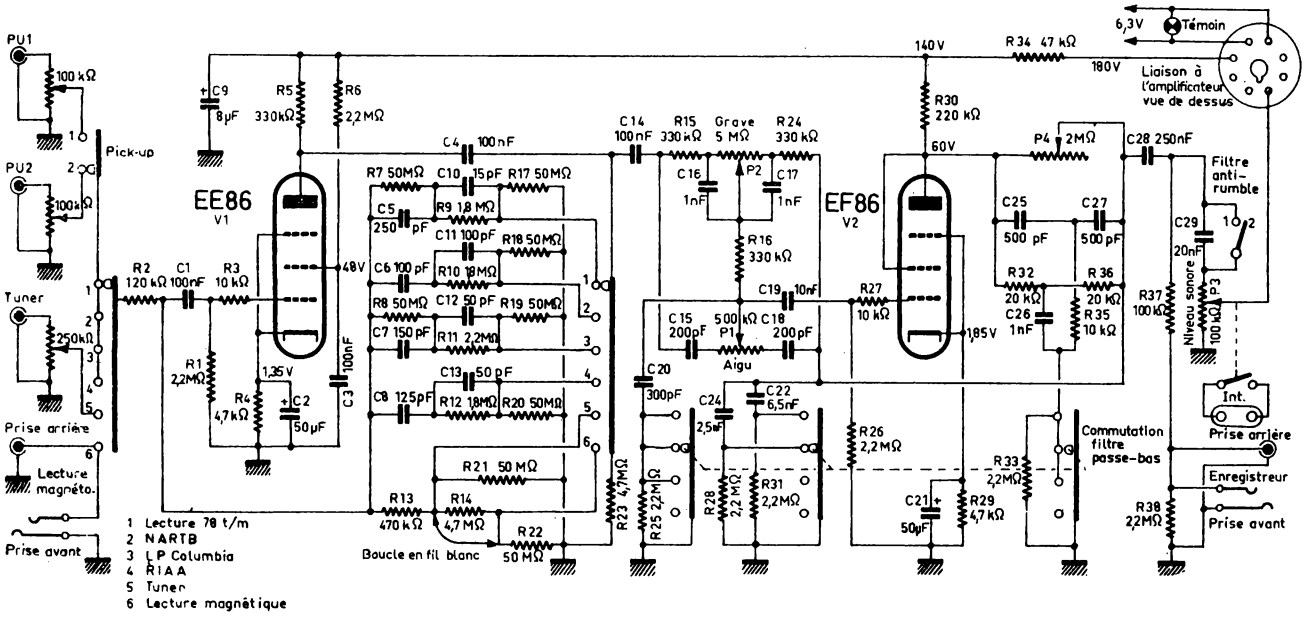


Fig. 383 - Préamplificateur basse fréquence très haute fidélité pour quatre entrées (tuner = radio; pick-up à faible niveau et magnétophone) avec corrections graves et aiguës indépendantes, filtres de bruit de surface (passe-bas) et filtre de bruit de plateau (rumble). Type Varislope III de Leak (Revue du SON nº 57). Un correcteur de gravure d'enregistrement et de réponse radio ou magnétophone est prévu avec six positions.

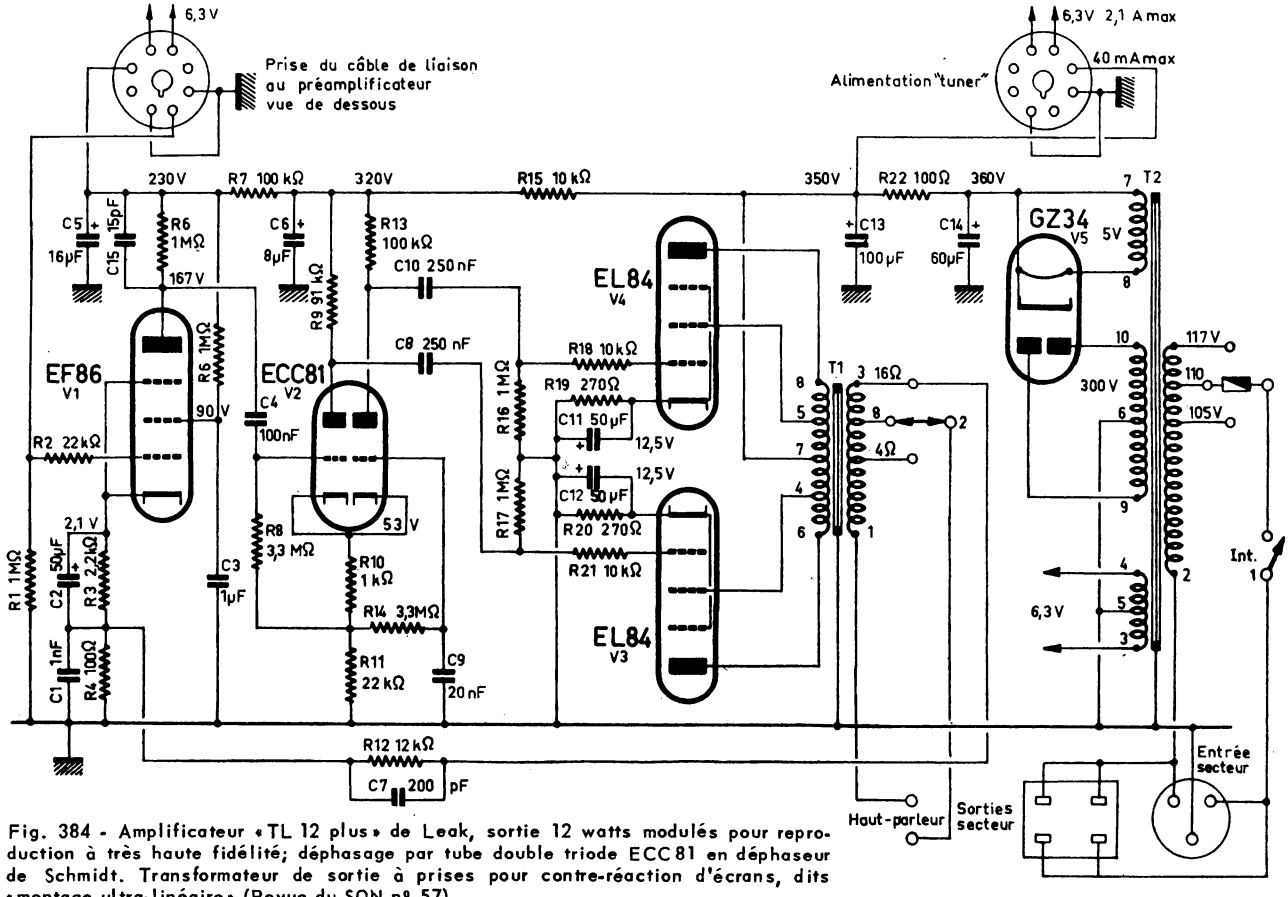


Fig. 384 - Amplificateur «TL 12 plus» de Leak, sortie 12 watts modulés pour reproduction à très haute fidélité; déphasage par tube double triode ECC 81 en déphaseur de Schmidt. Transformateur de sortie à prises pour contre-réaction d'écrans, dits «montage ultra-linéaire» (Revue du SON nº 57).

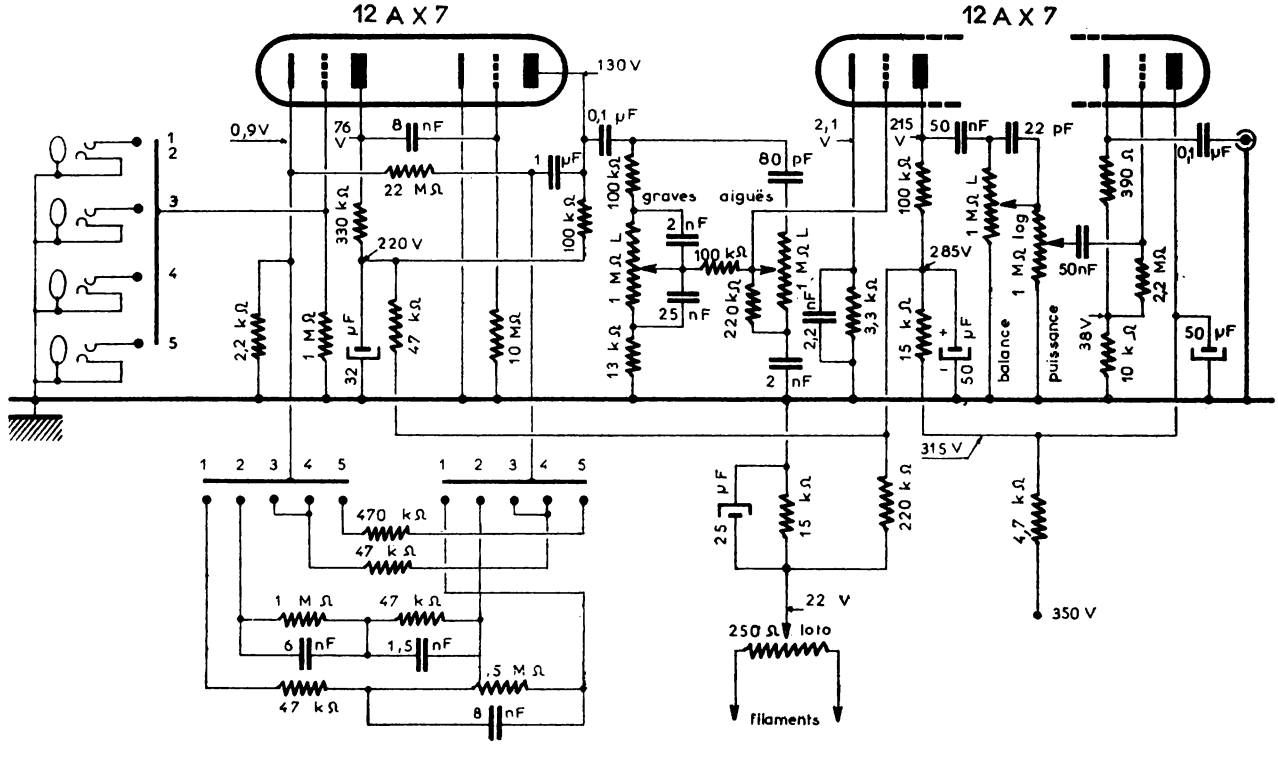


Fig. 385 - Préamplificateur stéréophonique (les circuits ci-dessus sont identiques pour le 2ème canal) pour disques phonographiques, radio AM et FM, magnétophone mono ou stéréophonique, et microphones - Ets Gaillard, type Europe (Revue du SON n° 81).

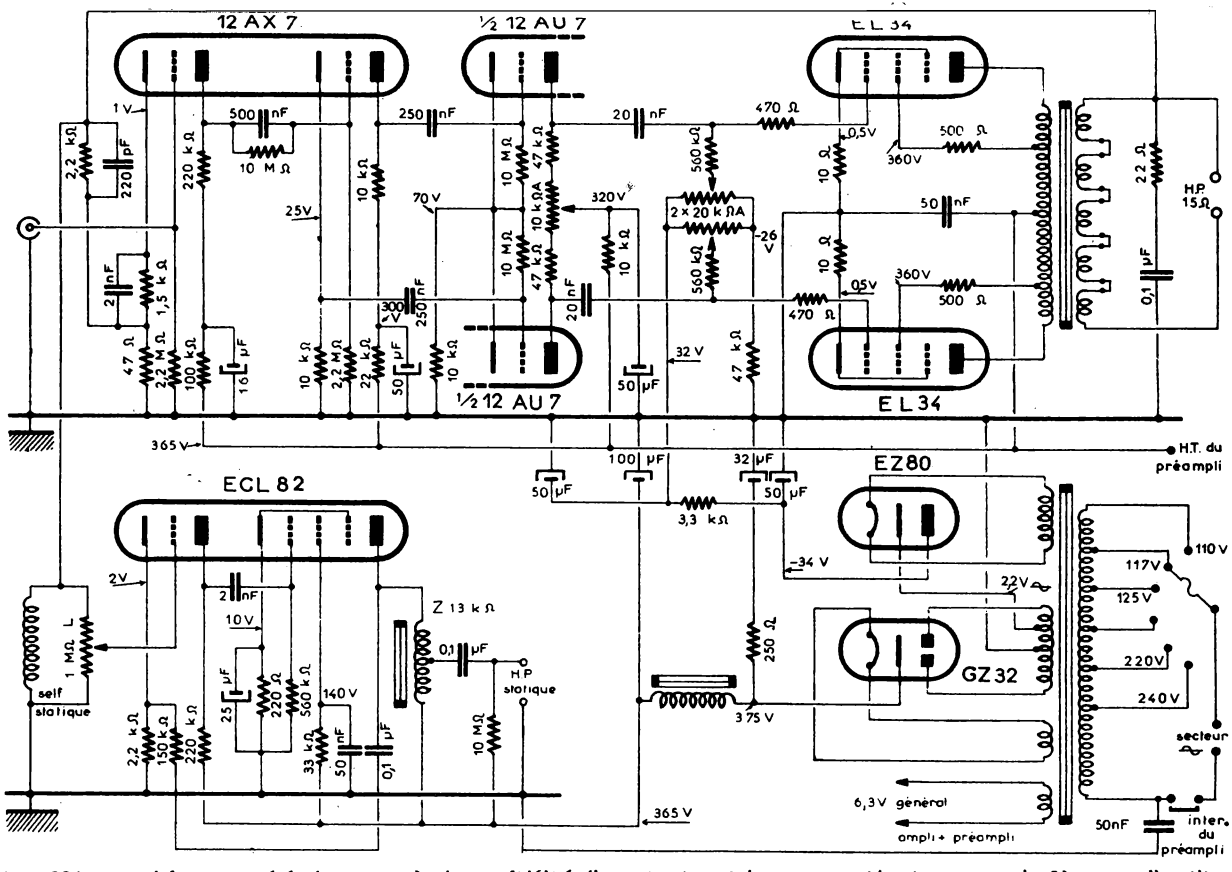


Fig. 386 - Amplificateur stéréophonique très haute fidélité (les circuits ci-dessus sont identiques pour le 2ème canal) utilisant pour chaque canal : un préamplificateur triode, un inverseur de phase cathodyne triode, attaquant un double push-pull, chaque branche comprenant un tube triode et un tube pentode EL34 en ultra-linéaire (transformateur de sortie à prise d'écran). Puissance modulée à 0,75 % de distorsion : 20 watts pour chaque canal (type Europe - Ets Gaillard - Revue du SON nº 81).

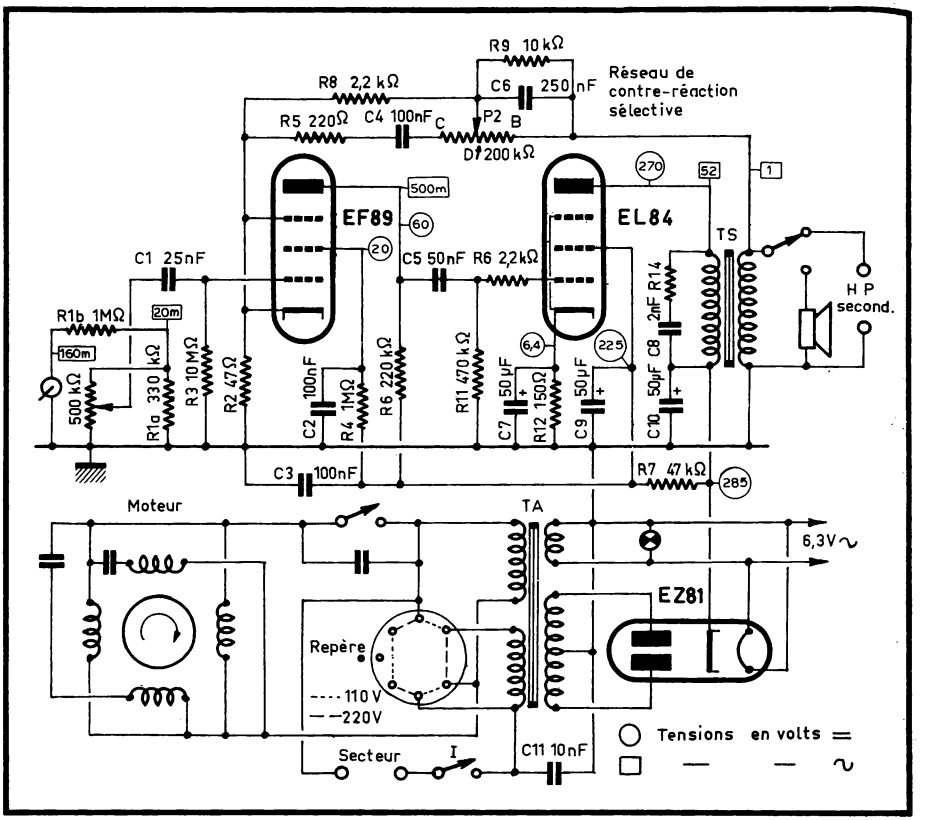


Fig. 387 - Amplificateur d'électrophone pour tête de pick-up piézoélectrique, à deux tubes amplificateurs et une valve, 3 watts modulés, correction de tonalité monocommande à contre-réaction sélective (type 358 La Voix de son Maître, TSF et TV n° 362).

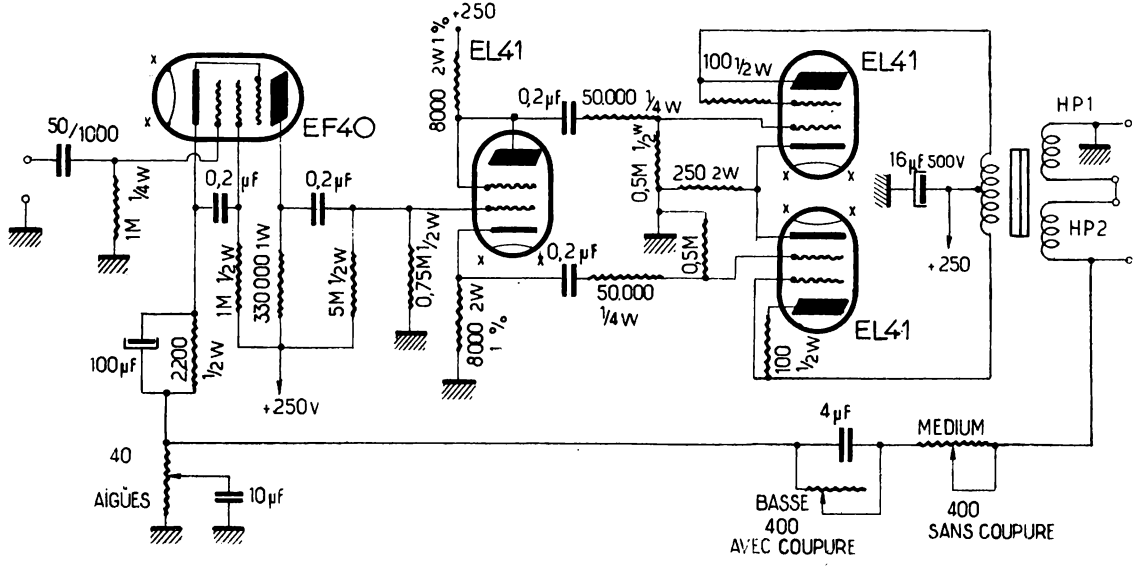


Fig. 388 - Amplificateur phonographique d'appartement de qualité, 3 watts modulés à correction graves-médium-aiguës par contre-réaction sélective, sortie push-pull triodes (L. Chrétien, TSF et TV n° 273-274) - Transformateur de sortie, 7000 ohms au primaire, 2 × 2,5 ohms au secondaire pour deux haut-parleurs identiques.

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE PARTIE

MESURES

INTRODUCTION

1. Généralités 9
2. Erreurs systématiques. Erreurs fortuites 10
3. Erreur absolue, erreur relative 10
4. Utilisation de la moyenne 11
5. Utilisation d'une courbe .. 12

CHAPITRE PREMIER

Galvanomètre. Mesures de Tension et d'Intensité

6. Généralités. Galvanomètre. 15
7. Galvanomètre Deprez-d'Arsonval 16
8. Amortissement 17
9. Galvanomètre balistique ... 18
10. Adaptations industrielles .. 18
11. Appareils à fer mobile 20
12. Appareils à aimant mobile. 21
13. Mesure des intensités de courant. Méthode électrolytique 22
14. Electrodynamomètre absolu 22

Mesure en courant continu

15. Ampèremètre 23
16. Shunts des ampèremètres . 24

Mesure des tensions

17. Electromètres 26
18. Électromètre de Lord Kelvin 26
19. Étalon de différence de potentiel 27
20. Voltmètre 27
21. Voltmètre électrostatique ou électromètre. Influence de la consommation 29

Mesure en courant alternatif industriel

22. Généralités 31
23. Mesures absolues 31
24. Instruments thermiques ... 31
25. Appareils électromagnétiques 32
26. Appareils à redresseur 33
27. Influence de la fréquence de la forme du courant ... 34
28. Variation d'impédance 34

Mesure en courant téléphonique

29. Généralités. Voltmètre de sortie (output meter) ... 35
30. Indicateur de niveau sonore. Décibelmètre 36
31. Contrôleurs ou appareils universels, multimètres, etc. 37

Mesure en haute fréquence des intensités

32. Généralités. Ampèremètres thermiques 38
33. Appareils à thermo-couple . 38
34. Constantes des appareils .. 39

Mesure des tensions en haute fréquence

35. Généralités. Principe des voltmètres thermoïoniques 40
36. Voltmètre à diode, voltmètre de crête 41
37. Voltmètre à diode avec amplificateur 42
38. Réalisation 44
39. Voltmètre utilisant la détection « par la plaque » 47
40. Etalonnage. Influence de la forme des tensions 49
41. Extension de la gamme des mesures 50
42. Comparaisons entre les différents systèmes 52
43. Emploi de l'oscillographe .. 53
44. Impédance d'entrée 54
45. Mesure des intensités par l'oscillographe 54

CHAPITRE II

Mesure des résistances

46. Étalon de résistance 55
47. Mesures en courant variable. 55
48. Résistance pure. Angle de phase 56
49. Effet pelliculaire 57
50. Fils résistants 57
51. Résistances bifilaires 57
52. Enroulement sur plaquette. Système Ayrton-Perry ... 57

53. Résistances en agglomérés, graphite, etc. 58
54. Comparaison des résistances avec le « Pont » de Wheatstone 59
55. Alimentation du pont en alternatif 60
56. Précision des mesures au pont 60

Mesure des résistances très élevées

57. Nature des résistances très élevées 61
58. Méthode de comparaison . 62
59. Méthodes utilisant un condensateur 62

Méthodes industrielles pour la mesure des résistances

60. Utilisation de l'ampèremètre et du voltmètre .. 63
61. Utilisation d'un contrôleur . 64
62. Méthode de substitution ... 65
63. Utilisation d'un voltmètre.. 65
64. Détermination de résistance d'un appareil de mesure . 66

Ohmmètres

65. Ohmmètres à piles 67
66. Ohmmètres à pont 68
67. Ohmmètre à magnéto 69

CHAPITRE III

Mesures de fréquence et de longueur d'onde

68. Généralités 71
69. Étalons secondaires de fréquence. Diapason. Quartz. 71
70. Utilisation d'un cristal de quartz 72
71. Utilisation d'un circuit oscillant. Ondemètre 72
72. Ondemètre d'absorption .. 73
73. Ondemètre à Buzzer..... 73
74. Ondemètre avec tube à néon, à diode, etc. 74
75. Ondemètre hétérodyne 74
76. Ondemètre à dynatron 76
77. Ondemètre à quartz 76
78. Autres modèles d'ondemètre hétérodyne 77
79. Couplage de l'hétérodyne. Couplage électronique .. 77
80. Modulation 78
81. Atténuateur 78
82. Générateur étalonné 81
83. Note pratique sur un générateur étalonné 82
84. Utilisation des générateurs étalonnés 83

Générateurs de fréquence musicales

85. Généralités 83
86. Générateur à fréquence fixe 84
87. Disques de fréquence..... 85
88. Générateurs à circuit accordé 85
89. Générateurs à battement. 85
90. Description d'un générateur 86
91-1. Générateur à réaction. 87
91-2. Réalisation pratique d'un oscillateur à réaction sinusoïdal 89
91-3. Réseaux correcteurs ... 90
91-4. Exemple de réalisation. 90
91-5. Oscillateur « grid-dip ». 91
91-6. Oscillateur à transistor. 92

CHAPITRE V

Mesures sur les condensateurs

92. Définitions. Unités..... 94
93. Pertes dans les condensateurs 95
94. Relation entre les coefficients de pertes 97
95. Calcul direct de la capacité. 97
96. Méthodes de mesure directe 98
97. Mesures en courant alternatif 99
98. Mesures comparatives ... 100
99. Condensateurs étalons ... 100
100. Pont de Sauty 101
101. Précision des mesures au Pont, Dispositif de Wagner 101
102. Mesure des pertes dans le condensateur..... 103
103. Pont de Schering 103

Mesure des capacités en haute fréquence

104. Résonance. Substitution . 104
105. Appréciation de l'angle de pertes 105
106. Mesures de l'angle de pertes 105
107. Cas où la capacité à mesurer est plus grande que l'étalon..... 105

Condensateurs électrochimiques

108. Généralités 106
109. Mesures de la capacité et du facteur de puissance. Variation avec la fréquence 106
110. Mesure du courant de fuite et de la tension maximum 108
111. Mesures spéciales 109

CHAPITRE V

Mesures sur les enroulements et les circuits oscillants

112. Généralités 111
113. Mesure de λ_0 et de C_r et de L 112
114. Comparaison avec un étalon d'inductance..... 113
115. Pont de Maxwell 114
116. Méthode de substitution. Inductance variable.... 114
117. Précautions à prendre pour les mesures au Pont... 115
118. Comparaison de deux inductances. Réglage des bobines 115
119. Mesure de facteur de surtension 117
119 *bis*. Mesure des coefficients d'induction mutuelle . 118
120. Mesure de l'impédance d'un enroulement. Impédance d'un haut-parleur, d'un pick-up, etc. 120

Mesures sur les circuits oscillants

121. Généralités 121
122. Mesure des pertes d'un circuit oscillant 122
123. Méthode de la variété de résistance 123
124. Précautions à prendre ... 124
125. Méthode de la courbe de résonance 124
126. Utilisation d'un dynatron. 126
127. Pont à résonance 127

Mesures en basse fréquence

128. Généralités 128
128-1. Mesure du gain 129
128-2. Mesure de la distorsion d'amplitude 130
128-3. Mesure de la distorsion globale 131
128-4. Mesure du ronflement et du bruit de fond 133
128-5. Analyse harmonique de la tension de sortie 133
128-6. Mesure des déphasages, 134

CHAPITRE VI

Mesures sur les tubes électrique

129. Généralités 137
129 *bis*. Lampemètres 138
130. Lampemètres de mesure, 139
131. Tracé des caractéristiques, 140
132. Cas du tube triode 140
133. Cas des tubes complexes. 141
134. Montages de mesures... 142
134 *bis*. Procédés directs 143

Mesures sur les transistors

135-1. Méthodes de mesure sur transistors 144
135-2. Tracé des courbes caractéristique (principe) 145
135-3. Caractéristique d'entrée. 146
135-4. Caractéristique de sortie. 147
135-5. Autres réseaux 147
135-6. Mesure directe de alpha (α) 149
135-7. Mesure du coefficient « Bêta » (ou β) 150
135-8. Amplitude des signaux . 151
135-9. Mesure directe du gain en tension 151
135-10. Remarques importantes. 152

CHAPITRE VII

Applications de l'oscillographe cathodique

136. Généralités 153
137. Constitution d'un oscillographe usuel 154
138. La base de temps 156
139. Amplificateur 157
139 *bis*. Exemple de réalisation industrielle d'oscillographe 158

Mesures sans base de temps

140. Tensions et Intensité 161
141. Mesure des déphasages ... 161
142. Application à la mesure des impédances 163
143. Comparaison de fréquences 164
144. Utilisation pratique 168
145. Mesure du gain d'un étage amplificateur 169
146. Déphasage de l'étage d'amplification 171
147. Application aux amplificateurs à contre-réaction 172
148. Recherche des distorsions. 172
149. Mesure du taux de modulation des émetteurs , .. 174
150. Défauts de la modulation. 176

Mesures avec l'aide d'une base de temps

151. Généralités 177
152. Emploi correct de la base de temps synchronisée. 178
153. Recherche de la distorsion. 179
154. Analyse des harmoniques. 180
155. Relevé rapide de caractéristiques de fonctionnement 180
156. Caractéristique de fréquence d'un équipement. 180
157. Réalisation pratique 181
158. Discussion des résultats obtenus 183
159. Tracé des courbes de résonance. Alignement des récepteurs 183
160. Principes utilisés 184
161-1. Premiers systèmes de traceurs de courbes 185
161-2. Réalisation des traceurs de courbes modernes Wobulateurs ou Wobuloscopes 185
161-3. Quelques remarques pratiques 187
162. Oscillographes à double trace ou à double faisceau 190
163-1. Autres emplois possibles du tube à rayons cathodiques 190
163-2. Tracé d'un réseau Ia/Va. 192
163-3. Principe général 193
163-4. Réalisation plus complète 194
163-5. Autres possibilités 196
163-6. Conclusion 196

Les essais en signaux rectangulaires

164-1. Généralité 197
164-2. Essais en signaux discontinus 198
164-3. Emploi pratique de signaux rectangulaires .. 199
164-4. Production des signaux rectangulaires 200
164-5. Commutateurs électroniques 200

CHAPITRE VII *bis*

Courant de grille dans les tubes électroniques

165-1. Généralités 203
165-2. Courant inverse de grille. 205
165-3. Cause du courant de grille normal 205
165-4. Causes du courant de grille inverse 205
165-5. Application. Electromètres 206
165-6. Tubes électromètres ... 206

DEUXIÈME PARTIE

ÉLÉMENTS DE CONSTRUCTION DES RÉCEPTEURS

CHAPITRE VIII

Bobinage haute et moyenne fréquence

166-1. Généralités 209
166-2. Facteurs importants : coefficient de surtension et impédance 210
167. Influence de la résistance effective 212
168. Origines des pertes dans un bobinage 213
169. Complexité de la question. Exemple 213
170. Influence du rapport : diamètre, longueur 213
171. Influence de la section .. 216
172. Influence de l'isolant 218
173. Autres formes de bobinage. 219
174. Solénoïde à plusieurs couches 219
175. Bobinage en nid d'abeille. 219
176. Influence de la grosseur du fil 221
177. Emploi du fil divisé 222
178. Avantage donné par l'emploi du fil divisé 223
179. Fil divisé aux fréquences plus basses et plus élevées 224
180. Note pratique sur l'emploi du fil divisé 224
181. Pertes dans les isolants .. 225
182. Emploi de matériaux à base de fer divisé 225
183. Formes données aux bobines à noyau magnétique. 226
183 *bis*. Résultats obtenus ... 227
184. Les ferrites 229

Montage et emplacement des bobinages.

185. Généralités. Orientation et couplage nuls 233
186. Action magnétique du blindage 234
187. Action du blindage sur l'enroulement 235
188. Influence du voisinage .. 236
189. Influence des autres bobinages 236
190. Bobinages destinés aux ondes courtes 238
191. Réglage de l'inductance des bobinages 238

Circuits d'accords.

192. Problème de couplage de l'antenne 240
193. Couplage statique par condensateur au sommet du circuit 241
194. Couplage par inductance au sommet du circuit .. 243
195. Couplage statique à la base du circuit d'accord 243
196. Couplage par induction mutuelle (Bourne) 245
197. Couplages mixtes 247

Présélection

198. Généralités 248
199. Emploi d'un filtre de bande 249
200. Cas des récepteurs à fréquence de conversion 472 kHz 250
201. Élimination d'une fréquence gênante 251

Transformateurs de haute fréquence

202. Généralités 252
202 *bis*. Réalisation. Rapport de transformation 253
203. Collecteur d'onde sur ferrite 253

Transformateurs de moyenne fréquence

204. Généralités 254
205. Schéma classique : filtre de bande 255
206. Couplages complexes 257
207. Avantages des circuits à faibles pertes 257
207 *bis*. Transformateurs de moyenne fréquence à noyaux de ferrite 259
207 *ter*. Transformateur de moyenne fréquence (F.I.) pour récepteurs à modulation de fréquence ... 260
208. Condensateurs d'accord. . 262
209. Construction 263
210. Sélectivité variable 263
211. Note importante sur le réglage des transformateurs MF 265
212. Amplificateurs sur 100 à 140 kHz 265
213. Bobines d'arrêt 266

Bobines pour circuits oscillateurs

214. Généralités 266

Qualités d'une oscillatrice

215. Constance d'amplitude des oscillations 267
216. Stabilité de l'oscillatrice .. 270
217. Rayonnement 271
218. Forme des oscillatrices ... 271
219. Oscillations pour ondes courtes 272
220. Blocage des oscillatrices . 272

CHAPITRE IX

Condensateurs variables, ajustables et fixes Résistantes variables et fixes

221. Généralités 273

Condensateurs variables

222. Généralités 273
223. Variation linéaire de capacité, de longueur d'onde, de fréquence 274
224. Condensateurs variables étalons 276

Condensateurs ajustables

225. Généralités 276
226. Ajustables à diélectrique mica 277
227. Défaut de la variation de capacité 278
228. Ajustables à air 279
229. Combinaison : fixe et ajustable 279

Condensateurs fixes

230. Au mica 279
231. Condensateurs au papier.. 280
231 *bis*. Condensateurs à diélectrique à céramique..... 281
232. Condensateurs électrolytiques à haute tension. 283
233. Condensateurs électrolytiques à basse tension. 283

Résistances utilisées en radiotechnique

234. Résistances fixes ou ajustables. Généralités 284
235. Résistances bobinées..... 284
236. Résistances à base de carbone. Généralités 285
237. Échauffement 286
238. Caractéristique de tension. 286
239. Caractéristique de fréquence 286
240. Bruits parasites 287
241. Résistances ajustables. Résistances variables. Potentiomètre. Réglage de puissance 289
241 *bis*. Calcul d'un pont potentiométrique à résistances 290
242. Les varistances 290
242-1. Généralités 290
242-2. Nature et présentation des thermistances..... 291
242-3. Loi de variation des thermistances..... 291
242-4. Applications industrielles des thermistances..... 292
242-5. Varistances V.D.R. 294
Appendices du chapitre IX. 296

CHAPITRE X

Commutation. — Commutateurs

Généralités 297
243. Commutation par aiguillage..... 297
244. Commutation par court-circuit 298
245. Comparaison des deux systèmes 298
246. Qualités des commutateurs 299
247. Autres qualités du commutateur 301

CHAPITRE XI

Haut-Parleurs

248. Généralités 304
249. Haut-parleur électrodynamique 305
250. Fonctionnement 306
251. Reproduction des fréquences basses 307
252. Reproduction des fréquences plus élevées... 308
253. Effet directif et fréquence. 309
254. Action et nécessité du baffle 309
255. Caractéristique de fréquence 311

Haut-parleurs à pavillon

256. Généralités 313
257. Résultats donnés par les haut-parleurs à pavillon. 314
258. Baffle à effet directif 315
259. Moteurs électromagnétiques 315
260. Moteurs électro-statiques, piézo-électriques, etc. . . 316
261. Essais des haut-parleurs. Courbe de réponse 317

CHAPITRE XII

Pick-up. Enregistreurs Tourne-disques

262. Généralités 318
263. Principe des pick-up..... 318
264. Pick-up utilisant d'autres principes 319
265. Qualités des pick-up.... 319
266. Tourne-disques..... 320
267. Enregistreur 321
268. Ensemble enregistreur.... 322

CHAPITRE XIII

Construction des récepteurs de radiodiffusion et des amplificateurs

269. Généralités 323
270. Apparence extérieure 323

Châssis

271. Généralités 324
272. Constitution du châssis .. 325
273. Disposition du châssis 325
274. Partie inférieure 326
275. Disposition des organes sur le châssis 326
276. Circuits d'alimentation ... 326
277. Échauffement de certains organes 330
278. Câblage des différents circuits généraux 330
279. Circuits de haute et de basse fréquence 333
279 *bis*. Emploi de fils blindés. 333
280. Technique des circuits imprimés 335

CHAPITRE XIV

Les circuits d'alimentation des récepteurs

281. Généralités 338

Récepteurs sur alternatif

282. Transformateur d'alimentation 339
283. Tension anodique 339

284. Filtrage. Valeurs limites. Tensions 340
285. Emploi de l'enroulement d'excitation pour le filtrage 340
286. Filtre avec inductance d'entrée 342
287. Filtrage par résistance ... 342
288. Impédance de filtrage sur la branche négative... 342
289. Filtres accordés 343

Récepteurs tous courants

290. Généralités 343
291. Circuit de chauffage 344
292. Lampes de signalisation .. 345
293. Tension anodique 345

Récepteurs avec convertisseurs continu-alternatif

294. Généralités 346
294 *bis*. Récepteurs pour automobiles 346
295-1. Stabilisation des tensions du secteur 347
295-2. Régulateurs. Coefficient de régulation 348
295-3. Types d'éléments régulateurs. Diodes à gaz. Diode Zener 349
295-4. Montage stabilisateur... 349

CHAPITRE XV

Les différents types de récepteurs Amplification directe changement de fréquence

296. Généralités 355

Récepteurs à amplification directe

297. Principe des récepteurs à amplification directe ... 356
298. Avantages 356
299. Inconvénients 357
300. Courbe de transmission .. 358
301. Commutation. Stabilité... 359
302. Conclusions 359

Récepteurs à changement de fréquence

303. Généralités 359
304. Avantages du changement de fréquence 360
305. Inconvénients 360

Choix de la fréquence de conversion

306. Généralités 361
307. Facteurs pouvant déterminer le choix. Présélection 362
308. Résultat de la comparaison 366

Amplificateur de moyenne fréquence ou fréquence intermédiaire

309-1. Généralités 367
309-2. Circuits de fréquence intermédiaire avec tubes électroniques 367
309-3. Circuits de fréquence intermédiaire pour récepteurs à modulation de fréquence 369
309-4. Circuits de fréquence intermédiaire avec transistors..... 369

Réalisation du changement de fréquence Mono-commande

310. Généralités 370
311. Tubes oscillateurs-modulateurs modernes 371
311 *bis*. Changement de fréquence à transistor. ... 372
312. Alignement des circuits. Monocommande. Énoncé du problème 373
313. Emploi d'un condensateur variable à profil spécial. 374
314. Emploi d'un profil à variation linéaire de fréquence, avec rotor décalable 375
315. Alignement par « padding » et « trimmer » 375
316. Action du trimmer..... 376
317. Action du padding 377
318. Indépendance relative des réglages de C_φ et C_ℓ ... 378
319. Détermination pratique d'une commande unique. Généralités 379
320. Méthode de détermination empirique 380
321. Formules de calculs d'une commande unique 382

Commande unique sur ondes courtes

322. Généralités 383
323. Circuit d'entrée accordé.. 384
324. Alignement approximatif. 385
325. Exemple de détermination des éléments complets d'une commande unique pour changeur de fréquence 385

Amplificateurs en haute fréquence des récepteurs à changement de fréquence

326-1. Généralités sur les étages HF d'entrée 387
326-2. Amplification HF par pentode 388
326-3. Amplification HF pour récepteurs à large bande. 389

CHAPITRE XVI

Les circuits de basse fréquence

Généralités 394

Distorsion dans les amplificateurs

327. Généralités 395
328. Distorsion de fréquence.. 395
329. Distorsion d'amplitude ou « non linéaire » 396
330. Distorsion de phase..... 397
331. Distorsion par transmodulation 398

Etage préamplificateur

332. Généralités 399
333. Influence de la tension anodique 400

Influence de la résistance de charge

334. Sur le gain 401
335. Sur la caractéristique de fréquence 402
336. Influence de la capacité C_p. 403
337. Influence du condensateur de liaison C_t 404

Liaison par transformateur

338. Généralités 405
339. Fonctionnement aux basses fréquences 406
340. Reproduction des fréquences moyennes. Gain moyen 407
341. Reproduction des fréquences élevées 407
342. Construction des transformateurs basse fréquence 408
343. Caractéristiques des transformateurs usuels 409
344. Alimentation parallèle 410
345. Emploi d'un tube penthode 411
346. Autres transformateurs de liaison 412
347. Liaisons par impédance, par auto-transformateur, etc. 412
348-1. Préamplification à tubes. Comparaison entre triode et penthode 413
348-2. Amplification en basse fréquence par transistors. Généralités 414

Amplificateur de puissance

349. Généralités 416
350. Choix de la puissance d'un tube final 418
351. Triode, penthode et tube à concentration 418
352. Réduction de la distorsion. 419
353. Polarisation automatique . 420
354. Polarisation semi-automatique 421
355. Polarisation fixe 421

Transformateur d'adaptation

356. Généralités 422
357. Les qualités du transformateur 423
358. Transmission des fréquences basses 423
359. Transmission des fréquences élevées 424
360. Comparaison entre triode et penthode 425
361. Conclusion 426

Etage final symétrique (Push-Pull)

362. Généralités 427

Moyens pour obtenir le déphasage

363. Déphasage par transformateur 428
364. Déphasage par une lampe. 429
365. Déphasage cathodique ... 430
366. Déphaseur de Schmitt 433
367-1. Transformateur de sortie pour montage symétrique. Montages ultra-linéaires 436
367-2. Montages symétriques sans transformateur de sortie 437
367-3. Exemple de réalisation d'étages symétriques à sortie haute impédance. 439
368. Polarisation et découplage. 440
369. Amplificateurs classe B ... 441
370. Classe B dans les récepteurs à batteries 442
372-1. Alimentation des amplificateurs en classe AB et B 443
372-2. Étage simple classe A. 446
372-3. Étage push-pull classe A ou classe B 446

Emploi de la contre-réaction

373. Généralités 446

Contre-réaction sur l'étage final

374. Contre-réactions d'intensité 448
375. Contre-réactions de tensions 449
376. Variante du schéma précédent. Contre-réaction compensée 450
377. Remarque sur les montages précédents 451

Contre-réaction sur deux tubes

378. Généralités 451
379. Schéma classique 452
380. Détermination des éléments 453
381. Compensation des fréquences hautes et basses. 454
382. Emploi de condensateurs. 455
383. Emploi d'inductances 457
384. Remarques concernant la mise au point 457
385. Amplificateurs à plus de deux étages 458
386. Application aux amplificateurs symétriques 459
387-1. Correcteurs de courbes de réponse ou de tonalité. 460
387-2. Exemple de filtre correcteur 461
388. Circuits éliminateurs 463
389-1. Eliminateur de fréquence par contre-réaction 464
389-2. Étage correcteur Baxandall hors de l'amplificateur de puissance 465

CHAPITRE XVI *bis*

Etages amplificateurs de puissance à transistors

390-1. Généralités sur les étages de sortie BF à transistors 468
390-2. Stabilisation en courant continu 468
390-3. Régimes de fonctionnement A et B 469
390-4. Fonctionnement en régime A 470
390-5. Etages d'attaque ou « Drivers » 472
390-6. Etage de puissance symétrique en classe B. . 472

390-7. Détermination des éléments de fonctionnement 473
390-8. Gain en puissance de l'étage symétrique 474
390-9. Limites de puissances .. 475

CHAPITRE XVII

Dispositifs complémentaires des récepteurs Régulateurs antifading

Contrôle visuel d'accord Réglage silencieux

Correcteur d'accord automatique Réglage automatique Régulateurs antifading

391-1. Généralités 476
391-2. Principe général 477
392. Régulation simple 477
393. Circuits de découplage .. 478
394. Constante de temps 479
395. Application de la régulation sur plusieurs tubes. 479
396. Répartition de la régulation 480
397. Cas d'un tube détecteur continu 481
398. Efficacité de la régulation simple 481
399. Régulation différée 482
400. Distorsion 484

Régulation amplifiée

401. Généralités 484
402. Amplification de la tension de régulation 485
403. Régulation différée et amplifiée 486
404. Variante et réalisation ... 487
405. Emploi d'un détecteur-amplificateur 487
406. Exemple de réalisation ... 489
407. Note importante 490
408. Caractéristiques de régulation 490
408 *bis*. Application de la régulation en basse fréquence 491

Régulation automatique de sensibilité dans les récepteurs à transistors

409-1. Régulation par l'intensité d'émetteur 491
409-2. Commande de régulation amplifiée 493

Réglage silencieux

410. Généralités 494
411. Principes utilisés 494
412. Défauts des procédés de « réglage silencieux » .. 495

Indicateurs visuels d'accord

413. Généralités. Réglage silencieux manuel 495
414. Milliampèremètre. Indicateurs à ombre 496
415. Tubes à néon. 496
416. Dispositifs à variation d'éclairement 497
417. Tubes indicateurs cathodiques 497
418. Excès de sensibilité 498
419. Circuit de commande spécial 499

Correcteur automatique d'accord

420. Généralités 499
421. Principe des systèmes correcteurs automatiques. 499
422. Méthode de discrimination. 500
423. Asservissement des oscillations locales 501
424. Inconvénients des dispositifs à correcteur automatique d'accord 502

Expansion des contrastes

425. Généralités. 502
426. Principes utilisés. 504
427. Conclusion 505

CHAPITRE XVIII

Mesures sur les récepteurs

428. Généralités 506
429. Générateur étalonné. 506
430. Antenne fictive 507
431. Générateur de fréquences musicales 507
432. Milliwattmètre 507
433. Puissance standard 508
434. Emploi de l'oscillographe . 508

Mesures de sensibilité

435. Définition 509
436. Courbes de sensibilité 510
437. Sensibilité des récepteurs usuels 511
438. Remarques sur les mesures de sensibilité 512
439. Mesures de sélectivité 512
440. Exemples de courbes obtenues 514
441. Emploi de l'oscillographe . 515

Mesures de fidélité

442. Généralités 516
443. Première méthode. Tension d'entrée constante. 517
444. Deuxième méthode. Tension de sortie constante. 517
445. Résultats obtenus 518
446. Mesure du taux de distorsion 519
447. Autres méthodes 519
448. Caractéristique du régulateur automatique de sensibilité 520

CHAPITRE XIX

Dépannage systématique d'un récepteur

449. Généralités 521
450. Vérifications préliminaires. 521
451. Mise sous tension 523
452. Interprétation des symptômes 523
453. Méthode d'élimination ... 525
454. Vérification du changement de fréquence 527
455. Conclusions 528
456. Recherche des mauvais contacts ou contacts intermittents 529

CHAPITRE XX

Mise au point systématique d'un récepteur

Alignement des circuits

457. Généralités 531

Circuits de basse fréquence

458. Mesures des tensions et des intensités 531
459. Oscillations parasites 531
460. Distorsion 532
461. Réglage de la polarisation. 533

Amplificateurs à contre-réaction

462. Précautions générales 533
463. Branchement de la contre-réaction 534
464. Détermination du taux de contre-réaction 535

Circuits de haute de moyenne fréquence et détection

465. Mesure des tensions et des intensités. Amplitude des oscillations locales..... 535

Alignement des circuits

466. Méthodes de vérification de l'accord 537
467. Réglage des circuits de moyenne fréquence 537

Alignement des circuits d'accord et d'oscillations locales

468. Emploi d'un condensateur auxiliaire 538
469. Accord des circuits de haute fréquence 540
470. Etalonnage du condensateur auxiliaire d'alignement..... 540
471. Alignement des autres gammes 541
472. Alignement d'après le cadran 541
473. Alignement à l'oscillographe 542

Alignement d'un circuit à l'aide d'un multivibrateur

474-1. Généralités 542
474-2. Alignement d'après le cadran 543
474-3. Analyse des opérations précédentes 545
474-4. Une série d'émetteurs identiques 546
474-5. Principe du multivibrateur 547
474-6. Forme des tensions produites 548
474-7. Réalisation du multivibrateur 549
474-8. Technique de l'alignement au moyen d'un multivibrateur 550

Découplage des circuits

475. Généralités 551
475 *bis*. Influence de la fréquence 552
476. Autres causes de couplages. 553
477. Conséquence des couplages parasites 553
478. Distorsion produite en basse fréquence par les couplages parasites..... 554
479. Découplage des circuits. 555
480. Détermination des éléments de découplage ... 555
481. Emplacement des organes de découplage 557
482. Découplage des circuits de cathode 557
483. Oscillations spontanées. Motor-boating..... 558
484. Oscillation parasites des circuits de moyenne fréquence 559
485. Oscillations parasites des circuits d'entrée. Blocages 560
486. Motor-boating par glissement de fréquence 560

Recherche des ronflements

487. Généralités 562
488. Défaut de filtrage 562
489. Ronflement d'excitation du haut-parleur 563
490. Modulation de ronflement dans un étage de haute fréquence 563
491. Ronflement dans un tube récepteur 564
492. Induction dans un circuit de basse fréquence 564
493. Défaut d'équilibre du retour cathodique 565

CHAPITRE XXI

Parasites atmosphériques et parasites industriels Collecteurs d'onde spéciaux

494. Parasites industriels et parasites atmosphériques. 566
495. Parasites atmosphériques. 567
496. Fréquence et forme des parasites atmosphériques 567
497. Portée, direction, variations journalières 567
498. Réceptions dites « antiparasites » 568
499. Conclusion 569

Parasites industriels

500. Généralités 569
501. Propagation des parasites industriels 569
502. Elimination des parasites à la source 570
503. Emplacement et installation des condensateurs de blocages 571
504. Blindage des sources de perturbations 571
505. Conclusion 572

Protection du récepteur contre les perturbations

506. Généralités. Nécessité d'un collecteur d'onde 573

507. Emploi du secteur comme collecteur d'onde 573
508. Antenne intérieure et extérieure 574
509. Caractéristiques d'une antenne de récepteur 574
510. Antenne dite « horizontale » 575
511. Antenne en doublet 576
512. Antenne verticale 576
513. Prise de terre 578
514. Descente d'antenne 578
515. Descente d'antenne blindée 579
516. Emploi de transformateurs. 579
517. Compensation des perturbations 580
518. Filtre secteur 581
519. Résultats donnés par les antennes avec descente blindée 581
520. Emploi d'un cadre blindé. 582
521. Antenne commune 583
522. Conclusion : nécessité d'une installation 584

CHAPITRE XXII

Amplificateurs et circuits spéciaux
Amplificateurs à large bande

523-1. Généralités sur l'amplification à large bande.. 584
523-2. Principe de calcul : gain et largeur de bande.... 585
523-3. Cas de plusieurs étages. 587
523-4. Circuits décalés 588
523-5. Emploi de circuits surcouplés 589

Amplificateurs de courants continus

523-6. Généralités sur l'amplification de courants 590
523-7. Etage simple à courant continu 590
523-8. Emploi d'un tube électronique comme résistance de charge..... 591
523-9. Etage amplificateur symétrique 592
523-10. Amplificateurs à plusieurs étages 593
523-11. Emploi d'un potentiomètre diviseur de tension..... 593
523-12. Montage symétrique à diviseur de tension.... 594
523-13. Amplificateur à contre-batterie 595
523-14. Emploi d'une liaison par tube régulateur à gaz 595
523-15. Utilisation de tubes sous-alimentés 596

Amplificateurs de courant continu à transistors

523-16. Généralités 597
523-17. Étage simple à transistor 598
523-18. Montage à deux étages à transistors 598

Amplification des impulsions

523-19. Généralités 599
523-20. Série d'impulsions..... 599
523-21. Spectre d'une série d'impulsions 600
523-22. Impulsion isolée 601
523-23. Distorsion des impulsions. Temps de montée. 601
523-24. Principe des amplificateurs 602

Déformation systématique des impulsions
Dérivation. Intégration

523-25. Généralités 603
523-26. Circuit dérivateur 604
523-27. Circuit intégrateur 606

Notions de comptage électronique

523-28. Généralités 607
523-29. Comptages d'objet 607
523-30. Elément de comptage binaire 608
523-31. Division de fréquence. Système stabilidyne ... 610

CHAPITRE XXIII

Quelques applications de l'électronique

524-1. Généralités 613
524-2. Mesure et régulation des températures..... 614
524-3. Chauffage par courants de haute fréquence 615

L'électronique dans les mesures physiques

524-4. Généralités 616
524-5. Mesure des vitesses..... 616
524-6. Mesure des accélérations et des pressions 617
524-7. Mesure et détection des vibrations 618
524-8. Extensométrie. Mesure des contraintes 618
524-9. Dispositif de mesure. Applications 619

Servomécanismes Asservissements. Régulateurs

524-10. Généralités 620
524-11. Problème général 621
524-12. Equation générale des servo-mécanismes..... 622
524-13. Stabilité des servo-mécanismes 623
524-14. Dispositifs « synchromoteurs » « Selsyns », etc. 624
524-15. Indicateurs d'erreurs.. 625
524-16. Réalisation d'un servo-mécanisme..... 626
524-17. Servo-moteurs type Ward-Léonard 627

Système Amplidyne

524-18. Exemple d'amplificateur d'erreur 628

CHAPITRE XXIV

Technique des ondes ultra-courtes Ondes métriques et décimétriques

525. Généralités 630
525 *bis*. Les éléments de l'émetteur 631

Les circuits spéciaux pour ondes ultra-courtes.

526. Difficultés pratiques 631
527. Résistance de radiation... 632
528. Cavités, circuits toroïdaux monospires, circuits « Kolster », etc. 633
529. Qualités des circuits 635
530. Variation de longueur d'onde 635
531. Couplage 636
532. Lignes accordées 637
533. Lignes coaxiales, systèmes blindés, guides d'ondes. 638

Les tubes pour ondes ultra-courtes.

534. Généralités 640
535. Lampes miniatures 641
536. Production des ondes ultra-courtes 641

Emploi des tubes magnétiques.

537. Principe 642
538. Magnétron simple ou à anode continue 642
539. Magnétrons à anode divisée 645

Tubes à modulation de vitesse.

540. Généralités 647
541. Principe général 648
542. Autres solutions 650
543. Applications des tubes à modulation de vitesse. 650
544. Construction des tubes à modulation de vitesse.. 651
545. Réglages 655
546. Conclusions 656

CHAPITRE XXV

Technique des transmissions par impulsions

547-1. Généralités. 657
547-2. Définition de l'impulsion. 657
547-3. Avantages 658
547-4. Aperçu de la technique de production 658
547-5. Modulation des impulsions 659
547-6. Démodulation des impulsions 660
547-7. Transmissions en multiplex 660
547-8. Émission en multiplex. 662
547-9. Réception en multiplex. 663

CHAPITRE XXVI

Radiogoniométrie, Radiocompas Radiorepérage

548. Généralités 664
548 *bis*. Collecteurs d'ondes ... 665
549. Propriétés du cadre récepteur 668
550. Recherche du minimum. 668
551. Essai antenne 669
552. Compensation du cadre... 670
553. Blindage du cadre..... 671
554. Levée du doute 672
555. Systèmes à cadres fixes.. 673
556. Effet de nuit dans un cadre. 674
557. Erreur d'avion 675
558. Collecteur radiogoniométrique Adcock 675
559. Système Adcock à antenne fixe. 676
560. Radiocompas automatiques 677
561. Radiophare 678
562. Atterrissage sans visibilité. 680

CHAPITRE XXVII

Schémas d'appareils et de circuits particuliers à tubes et à transistors 682

ACHEVE D'IMPRIMER EN JUILLET 1960
SUR LES PRESSES DE L'I. F. M. R. P.
4, RUE CAMILLE-TAHAN A PARIS

Dépôt légal : éditeur n° 7 du 3e trimestre 1960

Imprimé en France.